



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación :

INGENIERO TÉCNICO DE TELECOMUNICACIÓN, ESPECIALIDAD EN
SONIDO E IMAGEN

Título del proyecto:

“CARACTERIZACIÓN ACÚSTICA DE RECINTOS MEDIANTE
SOFTWARE DESARROLLADO EN MATLAB”

Maite Laparte Campo

Tutor: Dr. Ricardo San Martín Murugarren

Pamplona, Junio 2011

ÍNDICE

ÍNDICE

| | |
|--|----------|
| • OBJETIVO..... | 7 |
| • RESUMEN..... | 7 |
| 1. INTRODUCCIÓN TEÓRICA..... | 8 |
| 1.1 Respuesta al impulso..... | 9 |
| 1.2 Señales de excitación | 11 |
| 1.2.1 Señales Pseudoimpulsivas..... | 11 |
| 1.2.2 Señales aleatorias..... | 12 |
| 1.2.3 Señales Pseudoaleatorias..... | 13 |
| 1.2.4 Barridos frecuenciales..... | 13 |
| 1.2.4.1 Sweep Lineal..... | 14 |
| 1.2.4.2 Sweep Logarítmico..... | 15 |
| 1.2.4.3 Sweep Optimizado..... | 16 |
| 1.3 Parámetros derivados de la respuesta impulsiva..... | 17 |
| 1.3.1 Fuerza acústica o sonoridad, G..... | 18 |
| 1.3.2 Mediciones del tiempo de caída | 19 |
| 1.3.2.1 EDT..... | 19 |
| 1.3.2.2 Tiempo de reverberación..... | 19 |
| 1.3.3 Balance entre energía inicial y final..... | 20 |
| 1.3.3.1 Claridad de la voz, C50..... | 20 |
| 1.3.3.2 Claridad musical, C80..... | 20 |
| 1.3.3.3 Definición, D50..... | 21 |
| 1.3.3.4 Tiempo central, Ts..... | 21 |
| 1.3.4 Parámetros relacionados con la energía lateral inicial..... | 21 |
| 1.3.4.1 Eficiencia lateral, LF..... | 22 |
| 1.3.4.2 LFC..... | 22 |
| 1.3.4.3 Energía lateral tardía, Lj..... | 23 |
| 1.3.5 Parámetros binaurales derivados de la respuesta impulsiva..... | 23 |

| | | |
|-----------|--|-----------|
| 1.3.5.1 | IACCA..... | 23 |
| 1.3.6 | Evaluación de las curvas de decaimiento no lineales..... | 24 |
| 1.3.6.1 | Grado de no linealidad..... | 24 |
| 1.3.6.2 | El grado de curvatura..... | 25 |
| 1.3.7 | Magnitudes de escenario derivadas de la respuesta impulsiva..... | 25 |
| 1.3.7.1 | Soporte precoz, ST_{precoz} | 25 |
| 1.3.7.2 | Soporte tardío, $ST_{tardío}$ | 26 |
| 2. | DISPOSITIVO EXPERIMENTAL..... | 27 |
| 2.1 | Introducción..... | 28 |
| 2.2 | Elaboración del software..... | 28 |
| 2.3 | Características de los elementos utilizados..... | 28 |
| 3. | | |
| 4. | MÉTODO OPERATIVO..... | 33 |
| 4.1 | Introducción..... | 34 |
| 4.2 | Calibración | 35 |
| 4.2.1 | Filtrado de la señal..... | 36 |
| 4.2.2 | Promediado de la señal..... | 37 |
| 4.3 | Analizador de nivel..... | 38 |
| 4.4 | Señales de excitación | 39 |
| 4.4.1 | Señal aleatoria..... | 39 |
| 4.4.2 | MLS..... | 40 |
| 4.4.2.1 | MLS.m..... | 41 |
| 4.4.3 | Sweep lineal y logarítmico..... | 42 |
| 4.4.4 | Sweep optimizado..... | 43 |
| 4.5 | Cálculo de la respuesta al impulso..... | 45 |
| 4.5.1 | Señales Pseudoimpulsivas..... | 45 |
| 4.5.2 | Señales MLS..... | 46 |
| 4.5.3 | Señales aleatorias y sweeps..... | 46 |
| 4.6 | Cálculo de parámetros..... | 48 |

| | | |
|-----------|--|-----------|
| 4.6.1 | Introducción..... | 48 |
| 4.6.2 | Funciones..... | 51 |
| 4.6.2.1 | Proceso de truncamiento..... | 51 |
| 4.6.2.2 | Cálculos..... | 56 |
| 4.6.2.2.1 | Tiempos de reverberación en cada banda y curva de decaimiento energético y fuerza sonora | 56 |
| 4.6.2.2.2 | Parámetros acústicos de cada banda..... | 58 |
| 4.6.2.2.3 | Parámetros laterales de cada banda..... | 60 |
| 4.6.2.2.4 | Parámetros binaurales de cada banda..... | 61 |
| 4.6.2.2.5 | Magnitudes del escenario..... | 62 |
| 5. | ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS..... | 64 |
| 5.1 | Introducción..... | 65 |
| 5.2 | Calibración | 65 |
| 5.3 | Analizador de nivel..... | 65 |
| 5.4 | Señales de excitación..... | 67 |
| 5.4.1 | Señal aleatoria..... | 67 |
| 5.4.2 | Sweep lineal..... | 67 |
| 5.4.3 | Sweep logarítmico..... | 68 |
| 5.4.4 | Sweep optimizado..... | 69 |
| 5.5 | Cálculo de la respuesta impulsiva..... | 69 |
| 5.5.1 | Señal Pseudoimpulsiva..... | 69 |
| 5.5.2 | Señal aleatoria..... | 70 |
| 5.5.3 | Sweep lineal..... | 70 |
| 5.5.4 | Sweep logarítmico..... | 70 |
| 5.5.5 | Sweep optimizado..... | 72 |
| 5.5.6 | Comparación de resultados obtenidos con WinMLS..... | 72 |
| 5.6 | Cálculo de parámetros..... | 81 |
| 5.6.1 | Comparativa de los resultaos en bandas de octava con WinMLS... .. | 81 |
| 5.6.2 | Análisis genérico con más señales..... | 92 |
| 5.6.2.1 | Método 1..... | 93 |

| | | |
|-----------|-------------------------------------|------------|
| 5.6.2.2 | Método 2..... | 96 |
| 5.6.2.3 | Método 3..... | 99 |
| 5.6.2.4 | Método 4..... | 101 |
| 6. | INTERFAZ GRÁFICA..... | 104 |
| 6.1 | Introducción..... | 105 |
| 6.2 | Portada..... | 105 |
| 6.3 | Contenido..... | 105 |
| 6.3.1 | Barra de menús..... | 107 |
| 6.3.2 | Gráfica..... | 108 |
| 6.3.3 | Opciones..... | 110 |
| 7. | VALORACIÓN DEL SOFTWARE..... | 121 |
| 8. | PROPUESTA DE MEJORA..... | 124 |
| 9. | CONCLUSIONES..... | 126 |
| • | BIBLIOGRAFÍA..... | 128 |

OBJETIVO

El objetivo principal es implementar un software en MATLAB para la caracterización acústica de recintos. El diseño debe ser modular, de forma que sus prestaciones puedan ser aumentadas o mejoradas. Además, se pretende que se convierta en una herramienta global, tanto para la fase de medidas como de análisis, y sencilla, es decir, que permita evaluar el comportamiento acústico de un recinto a usuarios no avanzados, por lo que deberá contar con tutoriales detallados de cada una de sus especificaciones y una interfaz gráfica eficaz e intuitiva, tanto a nivel de funcionalidad como de usabilidad.

Como objetivos secundarios se encuentran la medida y evaluación del ruido de fondo, obtención de respuestas impulsivas con diferentes señales de excitación y obtención de los parámetros derivados de la respuesta al impulso.

RESUMEN

Existen en el mercado diversas herramientas (winMLS, Dirac...) que se utilizan para la caracterización acústica de recintos. Sin embargo, su elevado precio hace que se encuentren dirigidas a un público muy restringido, generalmente especializado, lo que impide a otros sectores (arquitectos, músicos...) acercarse con confianza al campo de la medida y análisis de respuestas impulsivas y sus parámetros acústicos derivados.

En este PFC se ha creado un programa que puede ser utilizado para las siguientes funciones:

Grabación de señales, representación temporal y espectral, filtrado en 1/1 bandas y 1/3 bandas, visor.

Obtención de la IR mediante diferentes señales de excitación, señales aleatorias, señales MLS y barridos frecuenciales.

Obtención de los parámetros derivados de la respuesta al impulso: T_{30} , T_{20} , EDT, D_{50} , C_{80} , LF... siguiendo las especificaciones del estándar ISO 3382.

La totalidad del proyecto se ha llevado a cabo a través del software de programación Matlab, realizándose pruebas en el Laboratorio de Acústica de la Universidad Pública de Navarra y en el nuevo conservatorio "Pablo Sarasate" de Pamplona.

1. INTRODUCCIÓN TEÓRICA

1.1 RESPUESTA AL IMPULSO:

La respuesta al impulso corresponde a la respuesta de un impulso cuando el sistema es lineal e invariante temporal (LTI).

Un sistema LTI es aquel que cumple las propiedades de linealidad e invariancia en el tiempo.

La señal de entrada será un impulso $\delta(t)$, también se representa como la función Delta de Dirac. (Imagen 1)

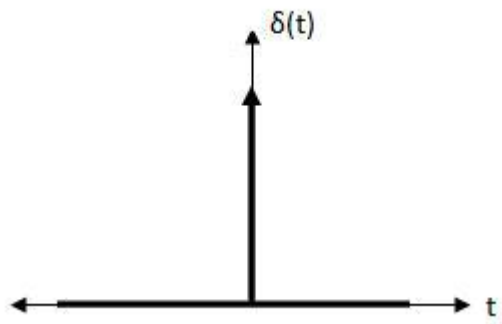


Imagen 1: Función delta de dirac

La función $\delta(t)$ está definida por las siguientes relaciones:

$$\delta(t) = 0 \text{ para } t \neq 0$$

Ecuación 1

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = 1$$

Ecuación 2

Es decir, la función $\delta(t)$ es cero para todo $t \neq 0$ (Ecuación 1) y, tal y como indica la (Ecuación 2), el valor de $\delta(t)$ en $t=0$ debe ser infinito. Y el área total bajo el impulso unitario es la unidad, lo que significa que en todo su espectro vale 1.

Sabiendo que la respuesta al impulso ($h(t)$ o IR), se define como la respuesta del sistema cuando se aplica como entrada un impulso unitario $\delta(t)$.

Analicemos lo anterior de forma matemática. En la *Ecuación 3* vemos como responde un determinado sistema lineal $h(t)$ a una señal de entrada $x(t)$, basta con aplicar una operación de convolución.

$$x(t) * h(t) = y(t)$$

Ecuación 3

Donde

- * Representa la operación de convolución.
- $x(t)$ es la señal de entrada al sistema en el dominio temporal.
- $h(t)$ es la respuesta al impulso del sistema en el dominio temporal.
- $y(t)$ es la señal de salida del sistema en el dominio temporal.

Para analizar la *ecuación 3* en el dominio espectral debemos realizar la Transformada de Fourier. Tenemos que tener en cuenta que al realizar la transformada la convolución se convierte en multiplicación, tal y como se muestra en la siguiente ecuación:

$$X(f).H(f) = Y(f)$$

Ecuación 4

Donde

- $X(f)$ es la señal de entrada al sistema en el dominio frecuencial.
- $H(f)$ es la respuesta al impulso del sistema en el dominio frecuencial.
- $Y(f)$ es la señal de salida del sistema en el dominio frecuencial.

En la siguiente ecuación vemos cómo se comporta el sistema cuando se le excita mediante una Delta de Dirac:

$$\delta(t) * h(t) = y(t)$$

Ecuación 5

Donde

- * representa la operación convolución.
- $\delta(t)$ es la señal de entrada al sistema, la función Delta de Dirac en el dominio temporal.
- $h(t)$ es la respuesta al impulso del sistema en el dominio temporal.
- $y(t)$ es la señal de salida del sistema en el dominio temporal.

Como hemos visto anteriormente la transformada de Fourier de la función Delta de Dirac es 1, la *ecuación 5* trasladada al dominio frecuencial:

$$1.H(f) = H(f)$$

Ecuación 6

Donde

- $H(f)$ es la respuesta al impulso en el dominio frecuencial.
- '1' es la función Delta de Dirac en el dominio frecuencial.

En una habitación los puntos de emisor-receptor pueden ser considerados como entrada y salida de un sistema de transmisión acústica. Si el sistema es LTI (lineal e invariante temporal) la salida del sistema describirá los cambios sufridos por la señal acústica de entrada.

1.2 SEÑALES DE EXITACIÓN:

Hasta este punto hemos visto que para conseguir la IR necesitamos obtener la $h(t)$ y para ello hay que excitar la sala con un impulso unitario.

Los problemas surgen cuando queremos generar ese impulso unitario, puesto que el impulso unitario debe tener un rango dinámico adecuado para todas las frecuencias de interés (desde 20 Hz hasta 20 KHz). Normalmente los altavoces son incapaces de reproducir señales impulsivas correctamente debido a la presencia de ruido de fondo en las medidas de campo y la necesidad de concentrar en un corto intervalo de tiempo la energía de excitación para obtener una relación señal-ruido (SNR) suficientemente alta. Si la señal de excitación abandona el rango dinámico del altavoz este puede ser dañado.

Sin embargo sabemos que la transformada de la función delta de Dirac es constante en todo el espectro. Como en este caso solo nos interesan las frecuencias en las que el oído humano funciona correctamente (desde 20 Hz hasta 20 KHz), generaremos una señal cuyo contenido espectral sea constante en esa banda, facilitando así el trabajo.

A continuación hay un resumen de las posibles señales de excitación que disponemos.

1.2.1 Señales pseudoimpulsivas

Es el método más sencillo de todos, y consiste en utilizar fuentes acústicas que generen sonidos transitorios muy breves y de gran potencia. A estas fuentes les llamamos pseudoimpulsivas, dependiendo de la forma en que el impulso es generado se distinguen varios tipos: disparos de pistola, explosión de globos, petardos,... La principal ventaja es su bajo coste, pero hay un problema, estos métodos no son repetitivos, es decir, una excitación difiere de otra. De esta manera no se podrá caracterizar a todas las señales de excitación del mismo modo, restando así fiabilidad al proceso medida. Como la duración del impulso es corta no podemos asegurar una correcta distribución energética como para superar el ruido de fondo en todo el espectro de interés.

1.2.2 Señales aleatorias

Otro tipo de señales de excitación son las señales aleatorias, que consiste en emitir un ruido aleatorio durante el tiempo suficiente para alcanzar un nivel estable. Al tener una densidad espectral constante, las señales aleatorias parecen adecuadas para obtener una correcta respuesta impulsiva.

La diferencia en este caso es que, en vez de obtener la respuesta impulsiva deconvolucionando la salida $y(t)$ con la entrada $x(t)$, la teoría de sistemas de señales nos indica que la correlación cruzada de dos señales $x(t)$ e $y(t)$, entrada y salida de un sistema, es igual a la autocorrelación de la señal de entrada convolucionada con la respuesta impulsiva del sistema:

$$\phi_{xy}(t) = h(t) * \phi_{xx}(t)$$

Ecuación 7

Donde,

- * corresponde a la operación convolución.
- $\phi_{xy}(t)$ es la correlación cruzada entre la señal de excitación $x(t)$ y la señal de salida $y(t)$.
- $h(t)$ es la función de transferencia del sistema.
- $\phi_{xx}(t)$ es la autocorrelación cruzada de $x(t)$.

Suponiendo que la señal de entrada es una señal con espectro blanco su autocorrelación se asemeja a un impulso:

$$\phi_{xy} = h(t) * \delta(t) = h(t)$$

Ecuación 8

Donde,

- * corresponde a la operación convolución.
- $\phi_{xy}(t)$ es la correlación cruzada entre la señal de excitación $x(t)$ y la señal de salida $y(t)$.
- $h(t)$ es la función de transferencia del sistema.
- $\delta(t)$ es la función de transferencia del sistema.

Debido a esto para hallar la función de transferencia será suficiente con obtener la correlación cruzada entre la señal de entrada y la salida.

Este tipo de señales no son lo suficientemente repetitivas, lo cual provocará una falta de fiabilidad en los resultados.

1.2.3 Señales Pseudoaleatorias

Este tipo de señales surgen para solucionar el problema de las señales aleatorias, la repetitividad. Por eso este tipo de señales son deterministas, es decir, tratan de emular un sonido aleatorio, pero en realidad no lo es.

Las señales más destacadas dentro de este grupo son las señales MLS (Maximun Length Secuencias). Son secuencias binarias que pueden ser generadas de una manera muy fácil con un N- Staged Shift Filter y una puerta XOR conectada con un Shift Register, lo que estamos tratando. Tienen unas propiedades, como la de que su autocorrelación es muy próxima a la delta de Dirac, que las hacen adecuadas para mediciones de funciones de transferencia, además el cálculo de su correlación cruzada es más sencillo gracias a la transformada de Hadamard, que nos permite hacer los cálculos sin abandonar el dominio temporal. Pero también tienen sus inconvenientes como la alta vulnerabilidad a la distorsión y la varianza temporal.

1.2.4 Barridos frecuenciales

Para finalizar disponemos de los barridos frecuenciales o sweeps. Son señales deterministas, consiguiendo así una mejor relación señal ruido y menor vulnerabilidad frente a la varianza del tiempo. El resultado obtenido será mejor con los barridos frecuenciales que con las señales anteriores. Aumentando la duración del sweep se mejora la relación señal ruido y disminuye la influencia de la variación frente al tiempo.

Este tipo de señales se basan en una frecuencia pura creciente en el tiempo, de este modo, se excita toda la zona espectral de interés por medio del tono de excitación en ese instante. Se puede definir como una Delta de Dirac extendida en el tiempo.

Los sweep se pueden crear en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia. En ese caso su magnitud y retardo de grupo son sintetizados y haciendo la antitransformada de Fourier se obtendrá el sweep.

Para sintetizar el retardo de grupo $\tau(f)$, se debe definir la fase de la señal, indicando así en qué momento del tiempo llega cada componente frecuencial:

$$\tau(f) = -\frac{\partial \varphi}{\partial f}$$

Ecuación 9

Donde,

- $\frac{\partial \varphi}{\partial f}$ es la derivada de la fase respecto de la frecuencia.
- $\tau(f)$ es el retardo de grupo en función de la frecuencia.

Para saber la relación entre el tiempo y la frecuencia tenemos la frecuencia instantánea $f_i(t)$, que nos indica con qué frecuencia se está excitando en cada instante de tiempo.

$$f_i = \frac{\partial \varphi}{\partial t}$$

Ecuación 10

Donde,

- $\frac{\partial \varphi}{\partial t}$ es la derivada de la fase respecto del tiempo.
- f_i frecuencia instantánea en función del tiempo.

A continuación veremos los posibles sweeps que existen.

1.2.4.1 Sweeps lineales

Los sweeps lineales tienen un espectro blanco y aumenta en frecuencia manteniendo un cociente constante en el tiempo.

$$const = \frac{f_{stop} - f_{start}}{T_2 - T_1}$$

Ecuación 11

Donde,

- f_{start} y f_{stop} representan la frecuencia inicial y final respectivamente.
- T_1 y T_2 representan el tiempo inicial y final respectivamente.

Para sintetizar un sweep lineal en el dominio del tiempo solo hay que crear una señal senoide, cuya fase se vaya incrementando respecto del tiempo.

$$f_i(t) = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial t} = const \cdot t + f_{start} = \frac{(f_{stop} - f_{start})}{T} \cdot t + f_{start}$$

Ecuación 12

Donde,

- $f_i(t)$ es la frecuencia instantánea.
- $\left(\frac{\partial \varphi}{\partial t}\right)$ es la derivada de la fase respecto del tiempo.
- t es el vector de tiempos.
- f_{start} es la frecuencia de inicio (en el caso de que no se establezca como 0).

- f_{stop} es la frecuencia final.
- T es la duración completa de la señal.

Y sabiendo que la fase se obtiene integrando la frecuencia instantánea, la fase para sintetizar un sweep lineal es:

$$\varphi(t) = 2\pi \int f_i(t) dt = 2\pi \left[f_{\text{start}} \cdot t + \frac{(f_{\text{stop}} - f_{\text{start}})}{T} \cdot \frac{t^2}{2} \right]$$

Ecuación 13

Donde,

- $f_i(t)$ es la frecuencia instantánea.
- T es el vector de tiempos.
- f_{start} y f_{stop} son la frecuencia inicial y final respectivamente.
- T es la duración completa de la señal.

1.2.4.2 Sweeps logarítmicos

Los sweeps logarítmicos tienen un espectro rosado, es decir, todas las octavas tienen la misma energía. En este tipo de sweep la frecuencia aumenta con una fracción fija de una octava por unidad de tiempo.

$$\frac{\log \left(\frac{f_{\text{stop}}}{f_{\text{start}}} \right)}{T_2 - T_1} = \text{const}$$

Ecuación 14

Donde,

- f_{start} y f_{stop} representan la frecuencia inicial y final respectivamente.
- T_1 y T_2 representan el tiempo inicial y final respectivamente.

Al igual que en caso anterior para sintetizar un sweep logarítmico en el dominio del tiempo, se debe crear una señal senoide, la cual tenga una fase creciente con el tiempo, pero en este caso el crecimiento es logarítmico. Para conseguir esta fase, lo primero que hay que hacer es definir la frecuencia instantánea.

$$\log(f_i(t)) = \left(\frac{1}{2\pi} \right) \cdot \left(\frac{\partial \varphi}{\partial t} \right) = \frac{1}{2\pi} \cdot t + \log(f_1) = \frac{\log(f_{\text{stop}}/f_{\text{start}})}{T} \cdot t + \log(f_{\text{start}})$$

Ecuación 15

Donde,

- $\left(\frac{\partial \varphi}{\partial t} \right)$ es la derivada de la fase respecto al tiempo.
- f_{start} y f_{stop} son la frecuencia inicial y final respectivamente.

- T es la duración completa de la señal.

$$f_i(t) = e^{\frac{1}{2\pi} \cdot t + \log(f_{start})} = e^{\frac{1}{2\pi} \cdot t} \cdot e^{\log(f_{start})} = e^{\frac{1}{2\pi} \cdot t} f_{start}$$

Ecuación 16

- $f_i(t)$ es la frecuencia instantánea.
- t es el vector de tiempos.
- f_{start} es la frecuencia de inicio.

Finalmente podemos conseguir la fase integrando la expresión anterior.

$$\varphi(t) = 2\pi \int f_i(t) dt = 2\pi \cdot f_{start} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot e^{\frac{1}{2\pi} t}$$

Ecuación 17

Donde,

- $\varphi(t)$ es la fase en función del tiempo.
- $f_i(t)$ es la frecuencia instantánea respecto del tiempo.
- t es el vector de tiempos.
- f_{start} es la frecuencia de inicio.

1.2.4.3 Sweep optimizado

Los sweeps logarítmicos se crearon para superar la carencia que tenían los sweep lineales frente al ruido. Los sweep lineales no consiguen superar el ruido de fondo presente en un recinto, ya que el espectro blanco no es suficiente para superar este nivel. Sin embargo el sweep logarítmico es menos inmune al ruido ya que se excitan durante más tiempo las frecuencias bajas.

Los sweeps óptimos son un tipo de sweep que excitan la sala de acuerdo con el ruido de fondo presente, es decir, la frecuencia que se emite en cierto momento está compensada con el ruido de fondo en esa misma frecuencia. Por ello, la relación señal ruido es constante en toda la banda de análisis.

Para sintetizar este tipo de barridos, se puede optar por distribuir en el tiempo el barrido frecuencial para que aquellas componentes frecuenciales que necesiten más énfasis sean excitadas durante más tiempo. Para ello basta con definir un retardo de grupo que se base en el ruido de fondo presente en la sala objeto de estudio.

El módulo del espectro se define a partir de la magnitud del ruido de fondo, la señal de excitación deberá tener el mismo espectro en magnitud que este último. Ahora solo queda definir el retardo de grupo, es decir, la distribución frecuencial a lo largo del tiempo.

Según Swen Müller [Ref. 1], el retardo de grupo asociado al ruido de fondo se consigue mediante la siguiente operación:

$$\tau_G(f) = \tau_G(f - df) + C \cdot |H(f)|^2$$

Ecuación 18

Donde,

- $\tau_G(f)$ es el retardo de grupo asociada a la frecuencia f .
- $|H(f)|$ es la magnitud del espectro del ruido de fondo.
- C es un factor corrector que se define como

$$C = \frac{\tau(f_{stop}) - \tau(f_{start})}{\sum_{f=0}^{f_s/2} |H(f)|^2}$$

Ecuación 19

Donde

- $\tau(f_{stop})$ es el retardo de grupo de la frecuencia final o la duración.
- $\tau(f_{start})$ es el retardo de grupo de la frecuencia inicial o momento de comienzo.
- $|H(f)|$ es la magnitud del espectro del ruido de fondo.

Y por último para conseguir la fase de la señal de excitación, basta con realizar la integral del retardo de grupo respecto a la frecuencia. Y tras esta operación, se realiza una transformada de Fourier inversa para trasladar esta señal al dominio del tiempo. Esta fase será la fase de la señal sinusoide necesaria para sintetizar el sweep optimizado.

1.3 PARÁMETROS DERIVADOS DE LA RESPUESTA IMPULSIVA

Una vez obtenida la señal de excitación deseada, realizando un tratamiento adecuado para obtener la respuesta al impulso y desarrollando los algoritmos apropiados, podremos derivar diferentes parámetros, los cuales serán útiles para hacer un análisis acústico de cualquier recinto.

El parámetro por excelencia, es el *tiempo de reverberación*. Se considera un parámetro indispensable para estimar las propiedades acústicas de una sala. Sin embargo, son necesarias varias medidas para realizar una evaluación completa, tales como los niveles relativos de la presión acústica, las relaciones de energía inicial/final, la fracción de energía lateral, las funciones de correlación cruzada intraurales y los niveles de ruido de fondo. De este modo se obtendrán los diversos parámetros que son necesarios para lograr una evaluación exhaustiva de una sala.

Haciendo uso del método de la respuesta impulsiva integrada (ISO 3382:2010 Ref. 2), se podrán obtener los diferentes parámetros acústicos que derivan de esta.

Estos parámetros son útiles para obtener aspectos subjetivos del carácter acústico de un auditorio. Haciendo uso de ciertas magnitudes, obtenidas a partir de la respuesta al impulso, se logrará una descripción más detallada del carácter acústico de la sala.

Tomando como referencia la norma *ISO 3382:2010* y la *ISO 3382:2008*, ésta divide las magnitudes en siete grupos diferentes. En varios de estos grupos encontramos más de un parámetro, sin embargo, los valores de las distintas magnitudes de cada grupo están muy correlacionadas entre sí, por lo que no haría falta realizar el cálculo de todos los parámetros del conjunto, aunque por lo menos sí uno de ellos.

1.3.1 Fuerza acústica o sonoridad

Hace referencia al grado de amplificación producido por la sala. Su valor depende de la distancia entre el oyente y la fuente, de la energía asociada a las primeras reflexiones, del grado de ocupación y del nivel del campo reverberante.

Para la medición de este parámetro se hace uso de una fuente omnidireccional calibrada y según Lehmann, se define como la diferencia entre el nivel total de presión sonora producido por la fuente en un determinado punto de la sala y el nivel de presión sonora producido por la misma fuente situada en campo libre y medido a una distancia de 10 metros.

La fórmula matemática se presenta a continuación, la cual muestra el cociente logarítmico entre la exposición a la presión acústica (la integral del cuadrado de la presión acústica en el tiempo) de la respuesta impulsiva medida y la respuesta medida a una distancia de 10 metros de la misma fuente en un campo libre (Norma *ISO 3382:2010*).

$$G = 10 \log_{10} \frac{\int_0^{\infty} p^2(t) dt}{\int_0^{\infty} p_{10}^2(t) dt} = L_{pE} - L_{pE,10}$$

Ecuación 20

Donde

$$L_{pE} = 10 \log_{10} \left[\frac{1}{T_0} \int_0^{\infty} \frac{p^2(t) dt}{p_0^2} \right] \text{ dB (Nivel de exposición acústica de } p(t))$$

Ecuación 21

$$L_{pE,10} = 10 \log_{10} \left[\frac{1}{T_0} \int_0^{\infty} \frac{p_{10}^2(t) dt}{p_0^2} \right] \text{ dB (Nivel de exposición acústica de } p_{10}(t))$$

Ecuación 22

En las ecuaciones anteriores, $p(t)$ es la presión acústica instantánea de la respuesta impulsiva medida en el punto de medida, $p_{10}(t)$ es la presión acústica instantánea de la respuesta impulsiva medida a una distancia de 10 metros en campo libre, p_0 es 20 μPa y $T_0=1$ s. El valor inicial de las

integrales ($t=0$) corresponde con el inicio del sonido directo y el valor final ($t=\infty$) corresponde con un tiempo igual o superior a aquel en el que la curva de caída ha descendido al menos 30 dB.

1.3.2 Mediciones del tiempo de caída

En este grupo encontramos 2 parámetros, el tiempo de caída inicial, *EDT* (*Early Decay Time*) y el *tiempo de reverberación*, *T*. El cálculo de estos parámetros pueden obtenerse a partir de la curva de caída energética (*Energy Decay Curve (EDC)*), la cual se obtiene mediante una integración invertida en el tiempo de la respuesta cuadrática al impulso (Schroeder):

$$EDC(t) = \int_t^{\infty} h^2(\tau) d\tau = \int_0^{\infty} h^2(\tau) d\tau - \int_0^t h^2(\tau) d\tau$$

Ecuación 23

La regresión lineal de la curva de caída por mínimos cuadrados. Debido a la imposibilidad, en la mayoría de los casos prácticos, de obtener un rango de caída tan elevado, se evalúa el intervalo comprendido entre 5 dB y los 35 dB por debajo del nivel inicial y se extrapola a una caída de 60 dB (cálculo del T_{30}), o el intervalo comprendido entre 5 dB y los 25 dB por debajo del nivel inicial y nuevamente extrapolando a una caída de 60 dB (cálculo del T_{20}).

1.3.2.1 EDT

Se define como seis veces el tiempo que transcurre desde que la fuente deja de emitir hasta que el nivel de presión sonora cae 10 dB, por lo que se obtendrá a partir de los primeros 10 dB de caída. El tiempo de caída se calcula a partir de esta pendiente extrapolando a una caída de 60 dB.

1.3.2.2 Tiempo de reverberación

Se define como el tiempo que transcurre desde que la fuente deja de emitir hasta que el nivel de presión sonora cae 60 dB. Este parámetro hace referencia al grado de reverberación percibido en la sala y también corresponde con el grado de “viveza” de la sala.

Ambos parámetros varían en función de la frecuencia. En el caso en que exista una perfecta difusión del sonido producida por una geometría regular de la sala y por una distribución homogénea y uniforme de los materiales utilizados como revestimientos, el decaimiento de la energía sonora seguirá una evolución exponencial, la cual se convertirá en una línea recta al pasar a escala semilogarítmica. En tal caso el valor del EDT y *T* coincidirán.

Sin embargo, este es un caso ideal, en la práctica, como consecuencia de una falta de difusión perfecta la curva de decaimiento energético puede presentar, en distintos puntos de la sala, una doble pendiente. Por lo que ambos valores diferirán en diferente grado.

El valor del EDT será más fiable que el valor de *T* a la hora de valorar la impresión subjetiva de viveza de la sala, por lo que estará relacionado con la reverberancia percibida. El valor de *T* hará referencia a las propiedades acústicas del auditorio.

1.3.3 Balance entre energía inicial y final

En este apartado se consideran las relaciones entre la energía acústica inicial y final. Se puede calcular para 50 ms o para 80 ms dependiendo de si el estudio se realiza en condiciones de palabra o música respectivamente.

$$D_{t_c} = 10 \log \left(\frac{\int_0^{t_c} p^2(t) dt}{\int_{t_c}^{\infty} p^2(t) dt} \right) \text{dB}$$

Ecuación 24

Donde

- D_{t_c} es el índice precoz/tardío.
- t_c es el límite inicial de 50 ms u 80 ms.
- $p(t)$ es la presión acústica instantánea de la respuesta impulsiva medida en el punto de medición.

1.3.3.1 Claridad de la voz, C50

Se define como la relación entre la energía sonora que llega al oyente en los primeros 50 ms desde la llegada del sonido directo (incluye el sonido directo y las primeras reflexiones) y la que llega después de los primeros 50 ms. Se calcula en cada banda de frecuencias entre 125 Hz y 4 KHz y se expresa en escala logarítmica (dB).

Para un cálculo del valor representativo de C50, llamado “speech average” se considera una media aritmética ponderada de los valores correspondientes a las bandas de 500 Hz, 1 KHz, 2 KHz y 4 KHz. Los factores de ponderación son: 15%, 25%, 35% y 25%, respectivamente, de acuerdo con la contribución estadística aproximada de cada banda a la inteligibilidad de la palabra.

1.3.3.2 Claridad musical, C80

Se define como la relación entre la energía sonora que llega al oyente durante los primeros 80 ms desde la llegada del sonido directo y la que llega después de los primeros 80 ms. La elección de este intervalo es debido a que cuando se trata de música, las reflexiones que llegan al oyente dentro de dicho intervalo son integradas por el oído junto con el sonido directo, por ello, contribuyen a aumentar la claridad musical. Se calcula en cada banda de frecuencias entre 125 Hz y 4 KHz y se expresa en escala logarítmica (dB).

El “music average” se obtiene a partir del valor medio de las bandas de 500 Hz, 1 KHz y 2 KHz. Este parámetro es un indicativo del grado de separación existente entre los diferentes sonidos individuales integrantes de una composición musical.

1.3.3.3 Definición, D50

Este parámetro se utiliza para condiciones de discurso y se define como la relación entre la energía que llega al oyente dentro de los primeros 50 ms desde la llegada del sonido directo (incluye el sonido directo y las primeras reflexiones) y la energía total recibida por el mismo.

$$D_{50} = \frac{\int_0^{0.05} p^2(t) dt}{\int_0^{\infty} p^2(t) dt}$$

Ecuación 25

Se calcula para cada banda de frecuencias entre 125 Hz y 4 KHz. El valor de D50 varía en función de la posición de la fuente respecto a la sala y la situación óptima ocurre cuando está situada frontalmente y empeora a medida que se realiza una rotación del emisor.

La relación entre este parámetro y la claridad de la voz se puede definir mediante la ecuación 26:

$$C_{50} = 10 \log \left(\frac{D_{50}}{1 - D_{50}} \right) dB \rightarrow D_{50} = \frac{1}{1 + 10^{-\frac{C_{50}}{10}}}$$

Ecuación 26

1.3.3.4 Centro de gravedad o tiempo central, Ts

Este parámetro se define como el tiempo del centro de gravedad de la respuesta impulsiva cuadrática, es decir, el momento de primer orden del área situada bajo la curva de decaimiento energético y se mide en segundos.

$$T_s = \frac{\int_0^{\infty} t p^2(t) dt}{\int_0^{\infty} p^2(t) dt}$$

Ecuación 27

1.3.4 Parámetros relacionados con la energía lateral inicial

En este apartado se presta atención a la denominada espacialidad o impresión del sonido. En concreto, con la amplitud aparente de la fuente sonora, la cual será significativa de la impresión espacial del sonido. Cuanto mayor sea la impresión espacial de la sala, las valoraciones subjetivas tendrán mejores resultados.

Si el número de primeras reflexiones es elevado, provocará una aparente amplitud de la fuente, ya que el oído humano suma estas reflexiones con el sonido directo, lo que conlleva a que la localización de la fuente sea ambigua.

De ahí la importancia de la energía lateral inicial y de la definición de la eficiencia lateral, relacionada con la energía de primeras reflexiones laterales.

1.3.4.1 Eficiencia lateral o fracción de energía, LF

Se define como la relación entre la energía que llega lateralmente al oyente dentro de los primeros 80 ms desde la llegada del sonido directo (se excluye el sonido directo) y la energía recibida en todas las direcciones en dicho intervalo de tiempo.

Se puede medir a través de la respuesta impulsiva obtenida de un micrófono omnidireccional y otro con patrón en forma de ocho. El cero de este último apunta hacia el centro acústico de la posición de la fuente, de esta forma el micrófono responde predominantemente a la energía que llega desde las direcciones laterales y no está influenciado de forma significativa por el sonido directo.

$$LF = \frac{\int_{0.005s}^{0.08s} p_L^2(t) dt}{\int_0^{0.08} p^2(t) dt}$$

Ecuación 28

Donde $p^2(t)$ es la presión acústica instantánea de la respuesta impulsiva del auditorio medida con un micrófono con patrón en forma de ocho.

1.3.4.2 LFC

Dado que la directividad del micrófono con patrón en forma de ocho tiene esencialmente forma de coseno y que los valores de precisión están elevados al cuadrado, la fracción de energía lateral obtenida para una reflexión individual varía con el cuadrado del coseno del ángulo de incidencia de la reflexión respecto al eje de sensibilidad máxima del micrófono.

Por esta razón, como alternativa, se utiliza una aproximación con la ecuación anterior, para la obtención de las fracciones de energía lateral, LFC, con contribuciones que varía únicamente con el coseno del ángulo, considerada subjetivamente más precisa.

$$LFC = \frac{\int_{0.005s}^{0.08s} |p_L(t)p(t)|dt}{\int_0^{0.08} p^2(t)dt}$$

Ecuación 29

1.3.4.3 Energía lateral tardía L_J

El nivel relativo de la energía acústica lateral tardía, L_J , se puede medir utilizando una fuente sonora omnidireccional calibrada, a partir de la respuesta impulsiva obtenida en el auditorio, por medio de un micrófono bi-direccional de respuesta en ocho.

$$L_J = 10 \log \left[\frac{\int_0^{0.08} p_L^2(t) dt}{\int_0^{0.08} p_{10}^2(t) dt} \right] \text{ dB}$$

Ecuación 30

Donde,

- $p_L(t)$ es la presión acústica instantánea en la respuesta impulsiva medida con un micrófono bi-direccional de respuesta en ocho.
- $p(t)$ es la presión acústica instantánea en la respuesta impulsiva medida con un micrófono omnidireccional a una distancia de 10 m en un campo libre.

1.3.5 Parámetros binaurales derivados de la respuesta impulsiva

En este punto, también se valora la importancia de la impresión espacial de una sala de conciertos y se define el parámetro IACC para describir la correlación entre los sonidos que llegan a ambos oídos. Es indicativo del grado de similitud existente entre las dos señales.

1.3.5.1 IACC

En la práctica para la medición de este parámetro, al ser un parámetro de medida binaural (doble) se utiliza una cabeza artificial (Dummy head), la cual tiene colocados dos micrófonos a la entrada de los canales auditivos. La función de la correlación cruzada interaural normalizada; IACF se define como:

$$IACF_{t_1, t_2}(\tau) = \frac{\int_{t_1}^{t_2} p_1(t) \cdot p_r(t + \tau) dt}{\left[\int_{t_1}^{t_2} p_1^2(t) dt \int_{t_1}^{t_2} p_r^2(t) dt \right]^{1/2}}$$

Ecuación 31

Donde

- $P_1(t)$ es la respuesta impulsiva en la entrada del canal del oído izquierdo
- $p_r(t)$ la respuesta impulsiva en la entrada del canal del oído derecho.

Los coeficientes de correlación cruzada interaural, IACC, vienen dados por:

$$IACC_{t_1, t_2}(\tau) = \max |IACF_{t_1, t_2}(\tau)|, \text{ para } -1\text{ms} < \tau < +1\text{ms}$$

Ecuación 32

Donde,

- t_1 y t_2 son los límites temporales.

1.3.6 Evaluación de las curvas de decrecimiento no lineales

Como hemos visto anteriormente la medición del tiempo de reverberación se basa en la presunción de que dentro del rango de evaluación, una recta puede constituir una aproximación de la pendiente de la curva de decrecimiento. A continuación se muestran dos parámetros (ISO 3382 - 2008), los cuales nos dicen si el tiempo de reverberación estimado es correcto o no.

1.3.6.1 Grado de no linealidad:

Como la curva de decrecimiento se evalúa por el ajuste de mínimos cuadrados de una recta, se pueden calcular los siguientes parámetros de no linealidad:

$$\bar{L} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n L_i$$

Ecuación 33

Donde

- \bar{L} es el valor medio de las muestras.
- L_i es el nivel en decibelios de la muestra i .

$$r^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (\tilde{L}_i - \bar{L})^2}{\sum_{i=1}^n (L_i - \bar{L})^2}$$

Ecuación 34

Donde

- r^2 es el cuadrado del coeficiente de correlación.

- \hat{L}_i es el valor estimado de la muestra i a partir de la regresión lineal.
- \bar{L} es el valor medio de las muestras.
- L_i es el nivel en decibelios de la muestra i.

El valor del cuadrado del coeficiente de correlación puede tener cualquier valor entre 0 y 1 y una curva de decrecimiento perfectamente recta corresponde a $r^2=1$. El parámetro de no linealidad, ξ

$$\xi = 1000(1 - r^2)$$

Ecuación 35

Donde

- ξ es el grado de no linealidad.
- r^2 es el cuadrado del coeficiente de correlación.

Los valores típicos de ξ son de 0‰ a 5‰. Los valores superiores a 10‰ indican que la curva de decrecimiento no se parece mucho a una recta y el valor del tiempo de reverberación estimado a partir de esta curva puede ser dudoso.

1.3.6.2 El grado de curvatura

El parámetro de curvatura, C, se basa en los dos rangos de evaluación de 20 dB y 30 dB y se introduce como la desviación en porcentaje con respecto a una línea perfectamente recta.

$$C = 100 \left(\frac{T_{30}}{T_{20}} - 1 \right)$$

Ecuación 36

Los valores habituales de C son de 0% a 5%. Los valores por encima de 10% indican una curva de decrecimiento que está lejos de ser una línea recta y el valor del tiempo de reverberación estimado a partir de la curva de decrecimiento puede ser dudoso. Los valores negativos pueden indicar un error en la medición.

1.3.7 Magnitudes de escenario derivadas de las respuestas impulsivas

1.3.7.1 Soporte precoz

Es la relación, en decibelios, entre la energía reflejada en el primer 0.1 s y el sonido directo (incluida la reflexión del suelo), medidos ambos a una distancia de 1,0 m del centro acústico de una fuente sonora omnidireccional.

$$ST_{precoz} = 10 \log \left[\frac{\int_{0.02}^{0.2} p^2(t) dt}{\int_0^{0.01} p^2(t) dt} \right] dB$$

Ecuación 37

Donde,

- $p(t)$ es la presión acústica instantánea de la respuesta impulsiva medida en el punto de medición
- $t=0$ corresponde a la llegada del sonido directo.

1.3.7.2 Soporte tardío

Es la relación, en decibelios, entre la energía reflejada tras el primer 0,1 s y el sonido directo (incluida la reflexión del suelo), medidos ambos a una distancia de 1,0 m del centro de una fuente sonora omnidireccional. Las otras superficies u objetos reflectantes se deberían situar a más de 2 m de la posición de medición.

$$ST_{tardío} = 10 \log \left[\frac{\int_{0.1}^1 p^2(t) dt}{\int_0^{0.01} p^2(t) dt} \right] dB$$

Ecuación 38

Donde,

- $p(t)$ es la presión acústica instantánea de la respuesta impulsiva medida en el punto de medición
- $t=0$ corresponde a la llegada del sonido directo.

El soporte tardío muestra cómo percibe el músico la sala.

2. DISPOSITIVO EXPERIMENTAL

2.1 INTRODUCCIÓN

En este apartado se describen todos los dispositivos utilizados para la realización del proyecto.

2.2 ELABORACIÓN SOFTWARE

Los elementos que se describen a continuación son los utilizados para la elaboración del software.

PC: Equipo informático que contenga el programa Matlab y WinMLS.

Software Matlab: (abreviatura de *MATrix LABoratory*, "laboratorio de matrices") es un software matemático que ofrece un entorno de desarrollo integrado (IDE) con un lenguaje de programación propio (lenguaje M). Entre sus prestaciones básicas se hallan: la manipulación de matrices, la representación de datos y funciones, la implementación de algoritmos, la creación de interfaces de usuario (GUI) y la comunicación con programas en otros lenguajes y con otros dispositivos hardware. El paquete MATLAB dispone de dos herramientas adicionales que expanden sus prestaciones, a saber, Simulink (plataforma de simulación multidominio) y GUIDE (editor de interfaces de usuario - GUI). Además, se pueden ampliar las capacidades de MATLAB con las *cajas de herramientas (toolboxes)*; y las de Simulink con los *paquetes de bloques (blocksets)*.

Es un software muy usado en universidades y centros de investigación y desarrollo.

Software WinMLS: programa de análisis acústico utilizado extensamente por los profesionales.

El programa elaborado en este proyecto está basado en este software de análisis acústico. Los resultados aportados por éste han sido de ayuda a la hora de realizar comparaciones con los resultados conseguidos con el algoritmo implementado.

2.3 CARACTERÍSTICAS DE LOS ELEMENTOS UTILIZADOS

Los dispositivos que se describen a continuación son los utilizados para la captura de la IR.

Micrófono G.R.A.S omnidireccional de tipo 40 AC: Micrófono omnidireccional GRAS. Tipo 40AC con una sensibilidad de 13mV/Pa y la siguiente respuesta en frecuencias:

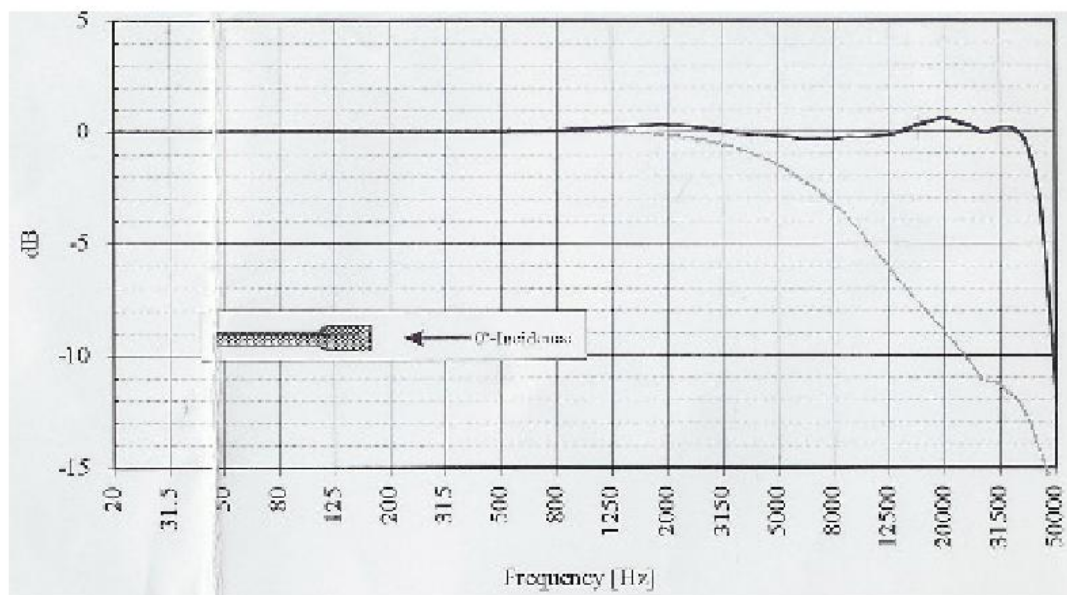
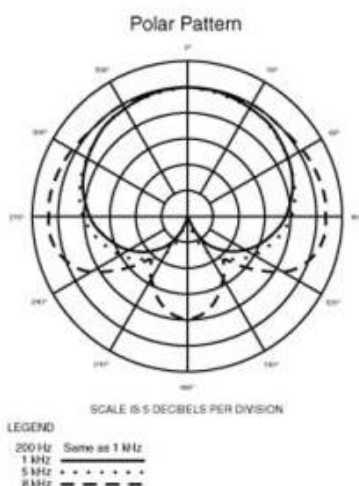


Imagen 2; Respuesta en frecuencia micrófono grass

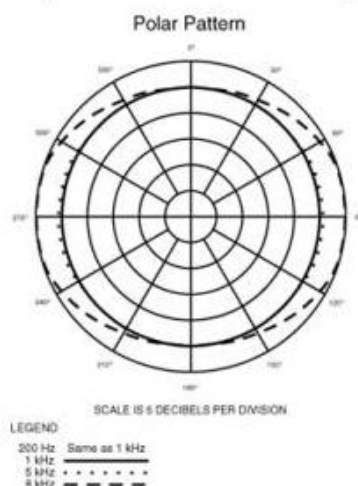
Fuente de alimentación G.R.A.S Type 12AA: Fuente alimentación para el micrófono omnidireccional y la cabeza binaural. La fuente polariza a los micrófonos con una tensión de 200 V y el preamplificador puede ser alimentado con 28 o 120 V.

Microfono Audio-Tecnica AT 4050: Micrófono de condensador externamente polarizado. Con una sensibilidad de 15,8 mV y una respuesta en frecuencia de 20 a 18000Hz. Cuenta con tres patrones polares, Cardiode, Omnidireccional y Figura de ocho. A continuación se muestra el patrón polar de cada uno.

AT4050 (Cardioid)



AT4050 (Omnidirectional)



AT4050 (Figure-Of-Eight)

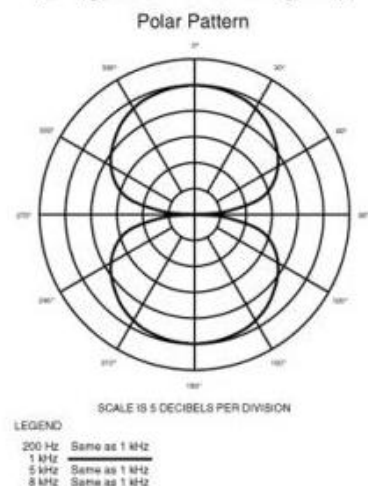


Imagen 3; patrones polares del micrófono Audio-Tecnica

Fuente de alimentación Phantom II, Applied Research and Technology: Fuente de alimentación para el micrófono multipatrón de 48 V.

Cabeza artificial HEAD Acoustics modelo HSU III: Consta de un micrófono de condensador polarizado a 200 V en cada oído con sensibilidades alrededor de 53 mV/Pa. En la siguiente figura se muestra la respuesta en frecuencia de ambos micrófonos:

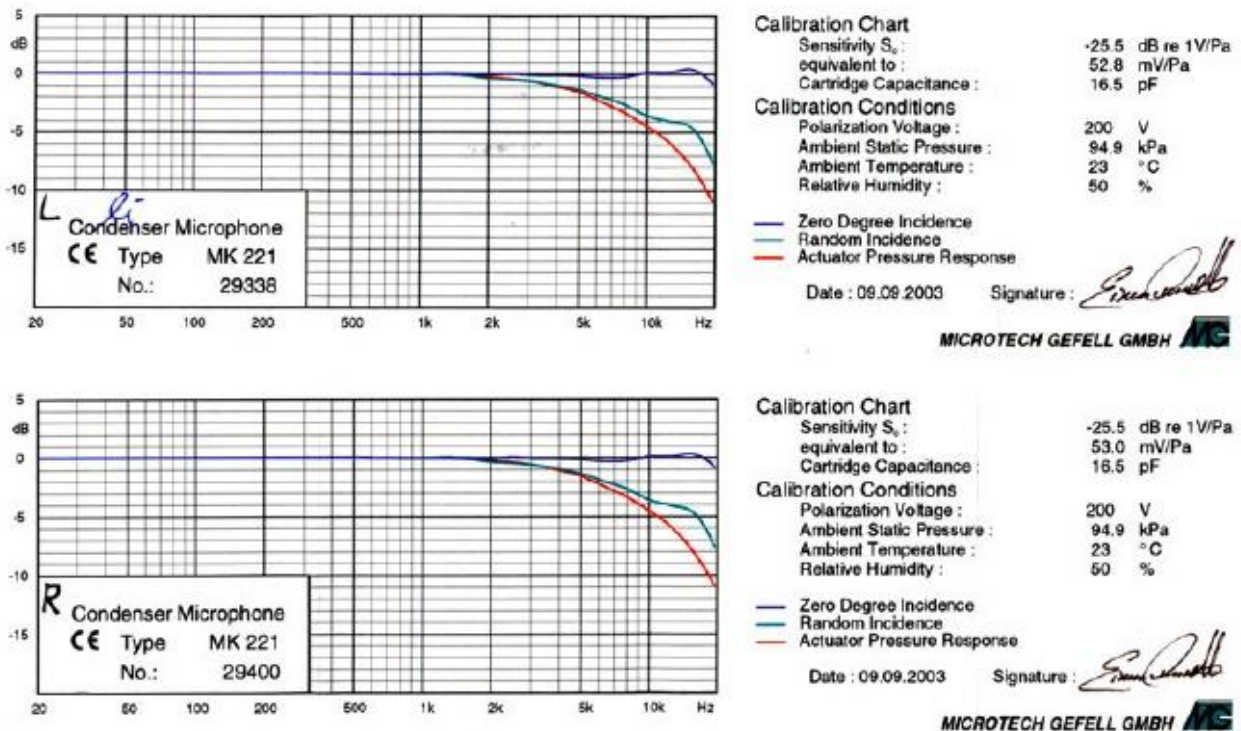


Imagen 4; Respuesta en frecuencia de cada micrófono de la cabeza artificial

Fuente dodecaédrica DO12, 01dB: Las fuentes dodecaédricas omnidireccionales están constituidas por doce altavoces montados en un bastidor dodecaédrico que permite crear un campo sonoro difuso muy próximo al creado por una distribución esférica ideal. Las características del modelo utilizado son las siguientes:

- Potencia máxima de entrada: 600 W
- Impedancia: 10 Ω
- Potencia sonora emitida: 120 dB con emisión de la señal en bandas de octava (80 Hz-6,3KHz)
- Diámetro: 45 cm
- Peso (no incluido trípode): 18 Kg

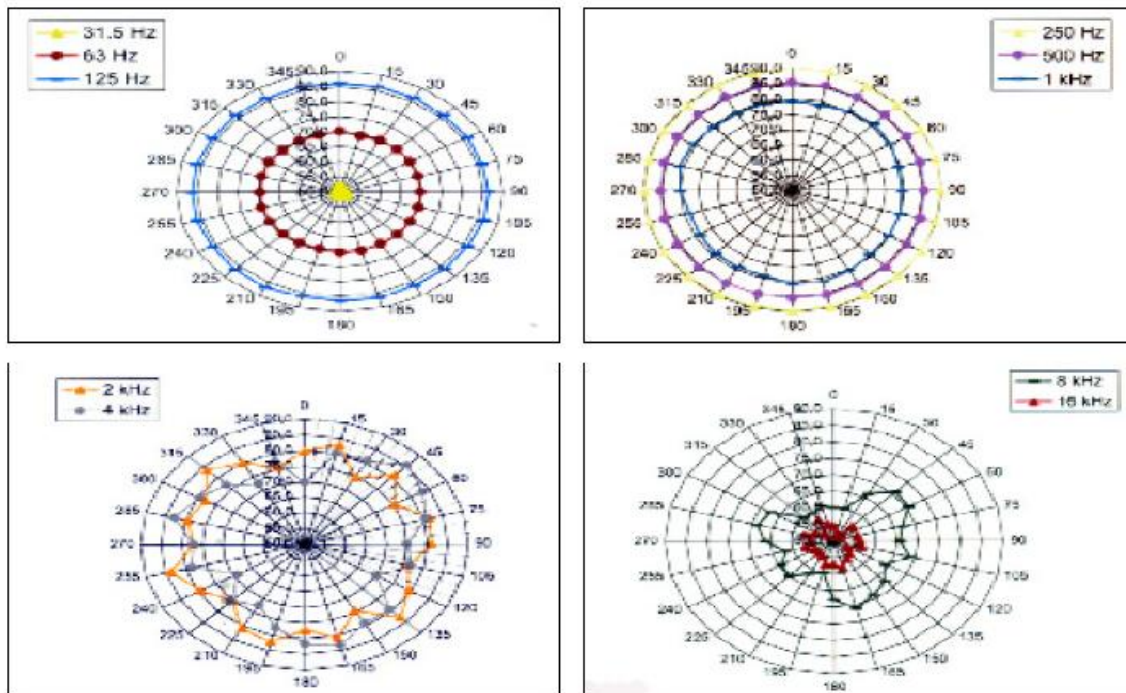


Imagen 5; Patrones polares de la fuente dodecaédrica

Amplificador de potencia modelo Inter-M M1000, 01dB: La elevada potencia de este amplificador nos permite obtener un elevado nivel sonoro, minimizando el efecto del ruido de fondo en las medidas. Sus características son:

- Respuesta en frecuencias de $\pm 0,5$ dB entre 10 Hz y 35 KHz
- Distorsión armónica total menor de 1%
- Relación señal ruido de 100 dB
- Ruido de fondo de -75 dB

Tarjeta de sonido profesional VXpocket v2: La utilización de un ordenador portátil limita la elección de la tarjeta de sonido profesional. Se utilizó la tarjeta VXpocket v2 conectada al portátil mediante Bus Type II PC card. La tarjeta tiene dos entradas analógicas mono balanceadas con convertidores de 24 bits y frecuencia de muestreo hasta 48 KHz. Lo que nos permite obtener una respuesta en frecuencias plana de 20 Hz-20KHz con una precisión de $\pm 0,15$ dB y una relación señal ruido de 94 dB. Otras propiedades de interés son: Distorsión +ruido a 1 KHz al grabar y reproducir de 0,0035 %.

Tarjeta de sonido Avid Mbox: Esta tarjeta de sonido ha sido utilizada en el portátil donde se ha elaborado el software con Matlab. La tarjeta Avid Mbox se conecta al portátil mediante USB 2.0 con alimentación por bus. A continuación se especifican todas las entradas y salidas de la tarjeta (imagen 5):

- 4x4 canales simultáneos de E/S
- Dos entradas XLR de micro/línea con previos de micro de calidad profesional y alimentación phantom de 48 V
- Dos entradas DI de 1/4" en el panel frontal para un acceso sencillo

- Dos salidas balanceadas de 1/4" para monitorización
- Una salida estéreo de 1/4" con control de volumen para auriculares
- E/S digital S/PDIF estéreo
- Una entrada MIDI, una salida MIDI
- Sección de control de monitores con controles Mono y Dim
- Dial de volumen de monitorización dedicado

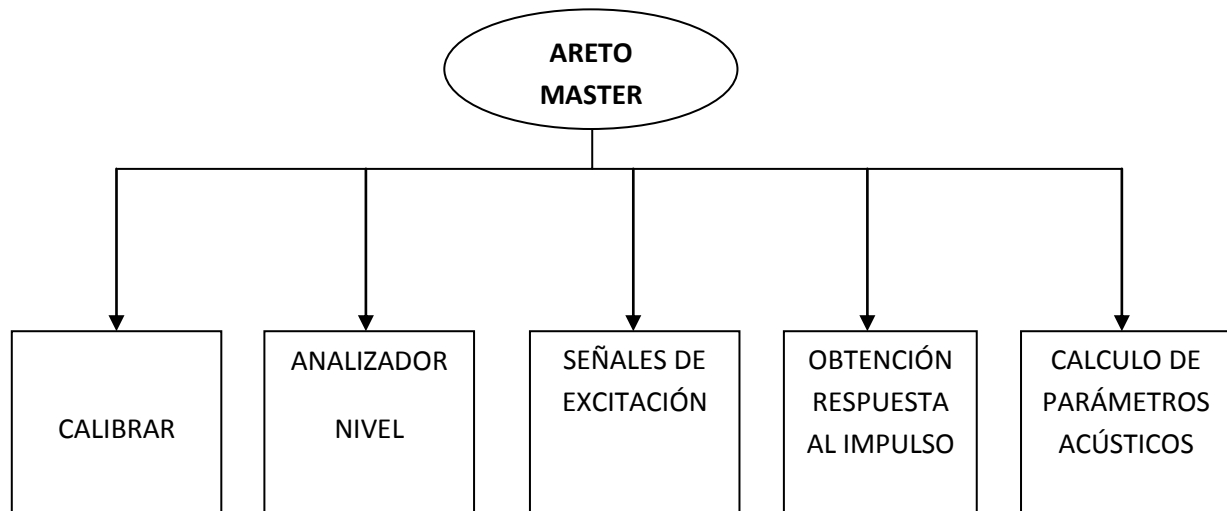


Imagen 5. Tarjeta de sonido Avid Mbox

3. MÉTODO OPERATIVO

3.1 INTRODUCCIÓN

En este proyecto se ha llevado a cabo la implementación de un software en Matlab para la caracterización acústica de recintos. El programa puede ser utilizado para las siguientes funciones, analizar el nivel de entrada de la señal, calibración, creación de diferentes señales de excitación, obtención de la IR y la obtención de los parámetros derivados de la IR. Todo esto se puede ver en el *esquema 1*.

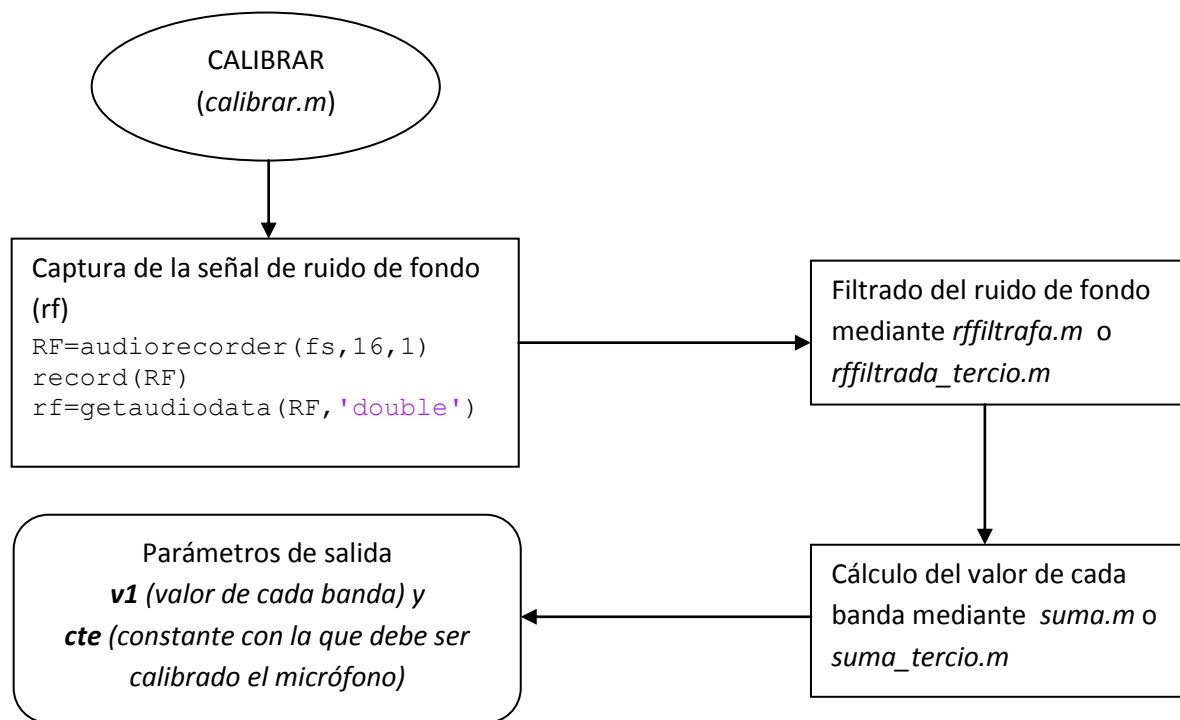


[Portada.m \(Esquema 1\)](#)

A continuación se describen las funciones de las que consta el programa de forma esquemática y describiendo claramente el proceso de cada una de ellas.

3.2 CALIBRACIÓN

En este punto se realiza la calibración a los dispositivos que van a ser utilizados posteriormente. Para ello necesitamos un calibrador que emita una señal sinusoidal de 1 KHz. El esquema que hay a continuación corresponde a la rutina de calibrar.



Calibrar.m (Esquema 2)

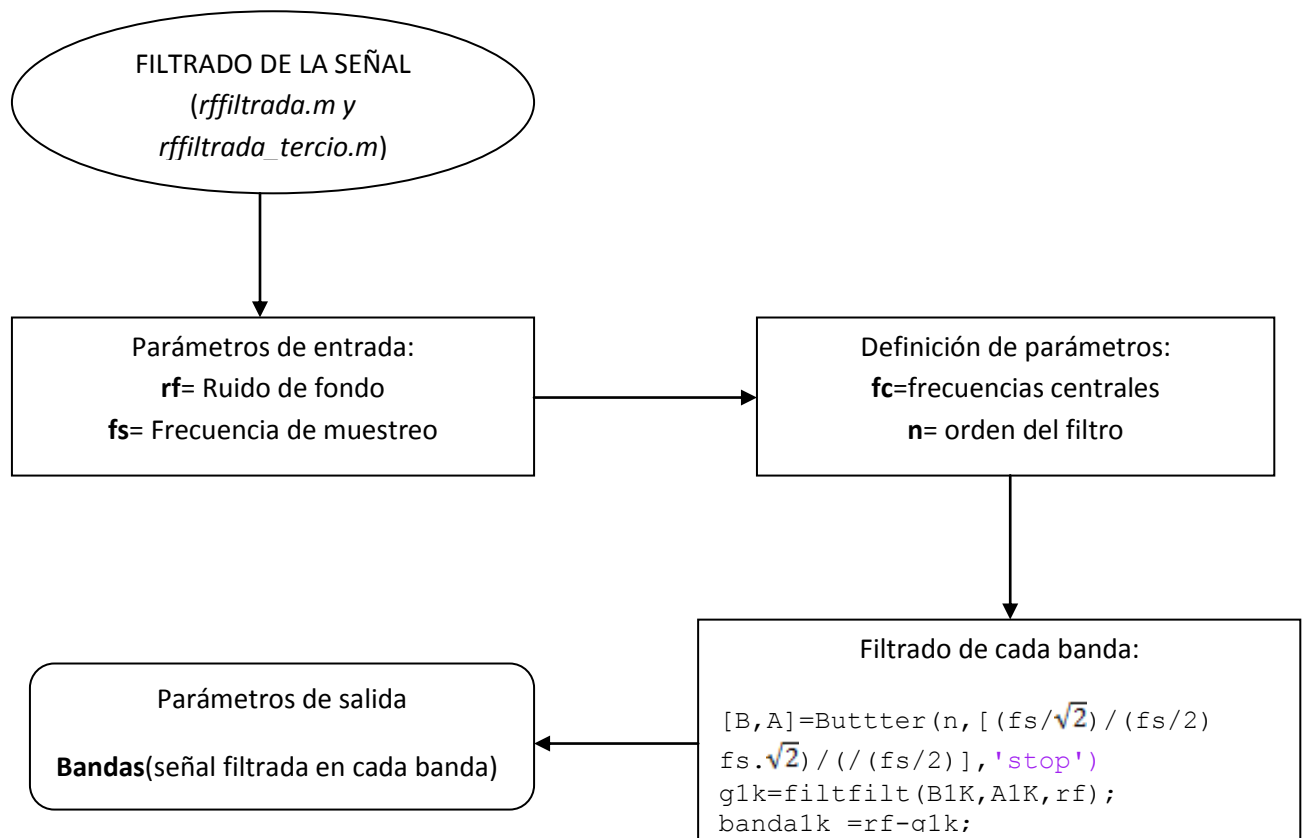
El primer paso de esta rutina es capturar la señal de calibración, para ello se necesitan dos parámetros, la frecuencia de muestreo (fs) y la duración de la señal (Trf).

Una vez capturada la señal de calibración se procederá al filtrado de la señal, pudiendo ser en 1/3 de bandas de octava (*rffiltrada_tercio.m*) o en bandas de octava (*rffiltrada.m*). Una vez realizado el filtrado obtendremos el promediado de la banda de 1 KHz (*suma.m* o *suma_tercio.m*). Este será el valor con el que calculemos la constante con la se realizará la calibración de micrófono.

Para terminar se multiplica la señal capturada con el valor obtenido, obteniendo así 94 dB en esa banda.

3.2.1 Filtrado de la señal

Como se dice en el anterior punto estas dos subrutinas sirven para filtrar la señal capturada, el filtrado puede ser en bandas de octava o en tercios de bandas de octava.



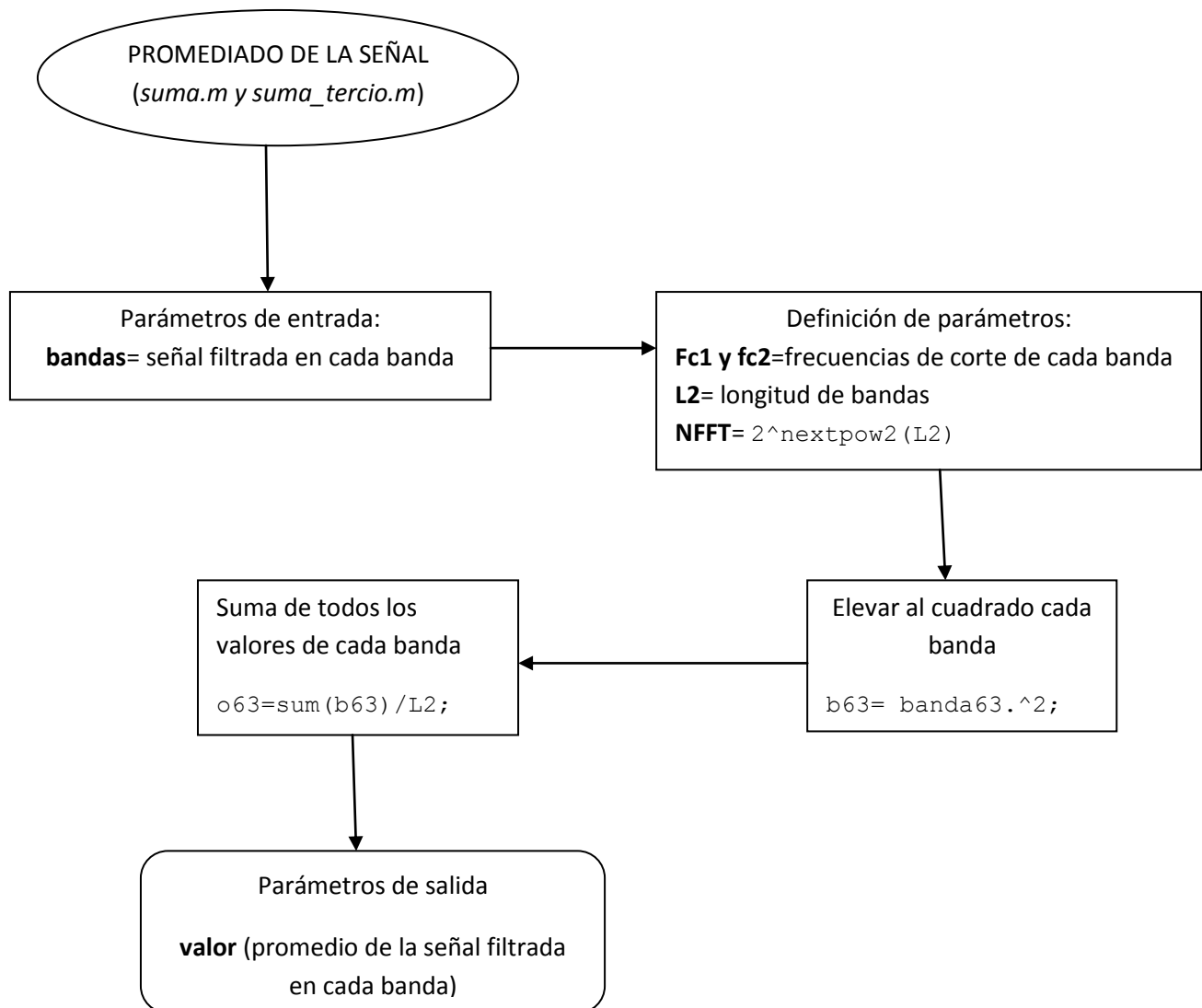
rffiltrada.m y rffiltrada_tercio.m (Esquema 3)

Una vez que se captura la señal de ruido de fondo se definen los 2 parámetros necesarios, la orden del filtro ($n=3$) y las frecuencias centrales (estas dependen del tipo del filtro que se va a utilizar).

Posteriormente se procede al filtrado de la señal, para ello se calcula los parámetros A y B que se utilizaran para realizar el filtro *filtfilt* de cada banda. Almacenando cada banda en la matriz de salida *bandas*.

3.2.2 Promediado de la señal

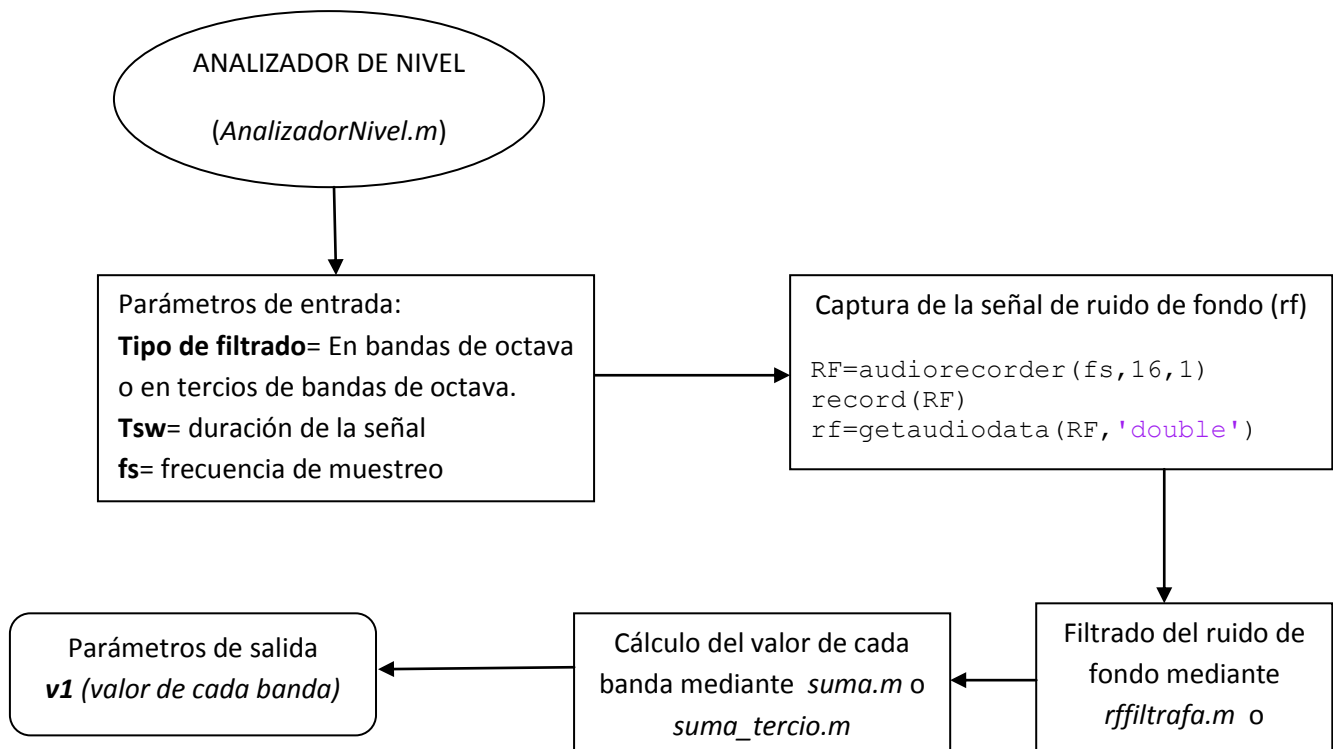
Para conseguir la constante de calibración del micrófono se hace un promediado de cada banda, para ello la señal de salida de *rffiltrada.m* o *rffiltrada_tercio.m* es la señal de entrada de las subrutinas que se muestran a continuación.



Suma.m y suma_tercio.m (Esquema 4)

3.3 ANALIZADOR DE NIVEL

Se ha determinado el analizador de nivel para saber qué nivel de ruido de fondo se tiene en cada banda, ya sea en tercios de bandas de octava o en bandas de octava. A continuación se muestra el esquema de la subrutina:



AnalizadorNivel.m (esquema 5)

Lo primero que se realiza es la captura del ruido de fondo, para ello, igual que en el caso anterior el usuario debe de elegir la frecuencia de muestreo, el tiempo de grabación y el tipo de filtrado quiere realizarle a la señal capturada.

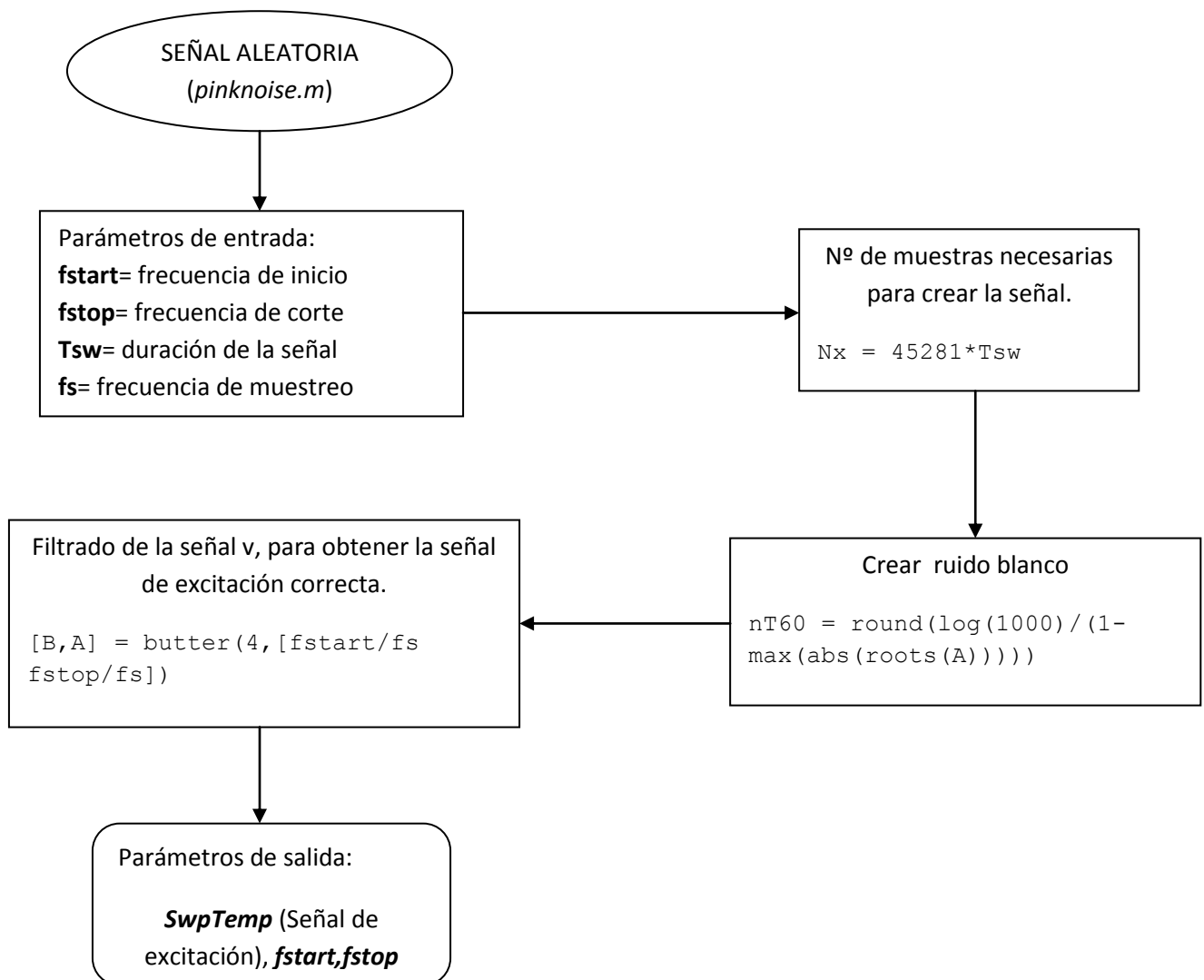
Para obtener el valor de cada banda primero se realiza el filtrado de la señal y posteriormente se realiza un promediado en cada banda. (Apartados 3.2.1 y 3.2.2)

Como último paso se representa gráficamente el nivel de señal en cada banda.

3.4 SEÑALES DE EXCITACIÓN

Para poder realizar una caracterización acústica de un recinto se debe elegir y crear la señal de excitación. Una vez elegida la señal de excitación se deberán introducir todos los parámetros necesarios para que la señal pueda ser calculada, es decir, frecuencia de muestreo (f_s), tiempo de duración de la señal de excitación (T_{sw}), frecuencia de inicio (f_{start}) y la frecuencia de corte (f_{stop}). Estas, son creadas en diferentes subrutinas que se explicaran a continuación.

3.4.1 Señal aleatoria

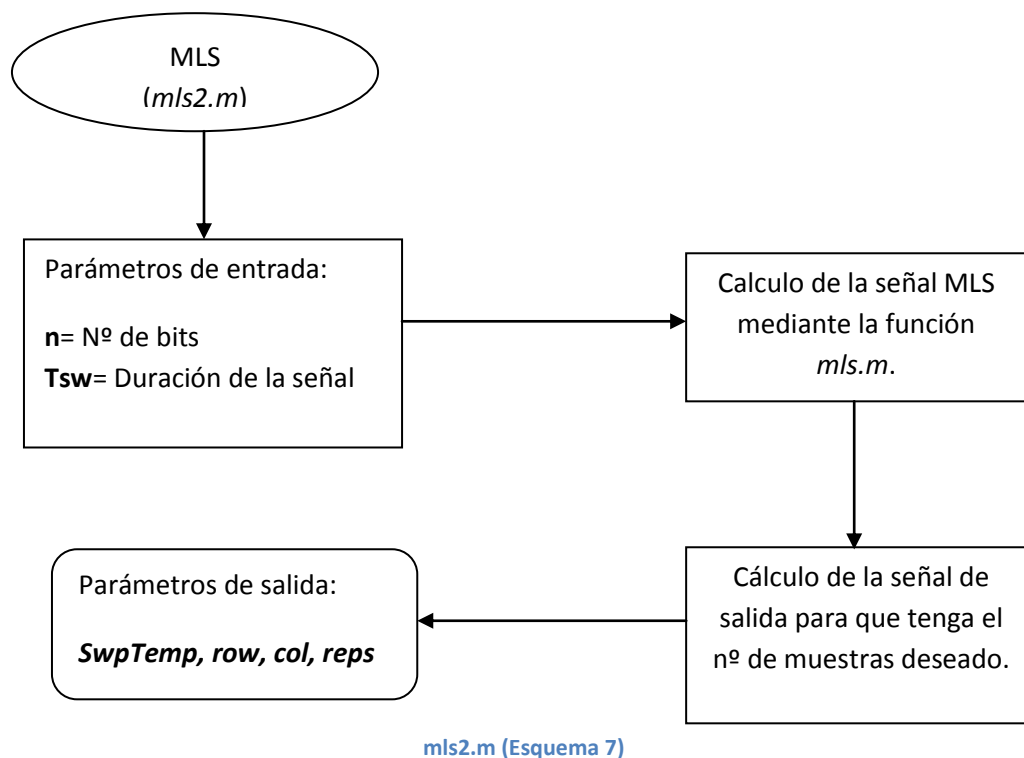


pinknoise.m (esquema 6)

Para comenzar se debe calcular el número de muestras necesarias para que la señal que se cree tenga la duración esperada por el usuario.

Una vez obtenidos todos los parámetros necesarios se calculará un ruido blanco gaussiano con la función “*randn*” que Matlab tiene. Por último para convertir la señal obtenida en señal aleatoria se realizará un filtrado mediante el comando “*filtfilt*” donde se filtra la señal para obtener solo el rango deseado de frecuencias.

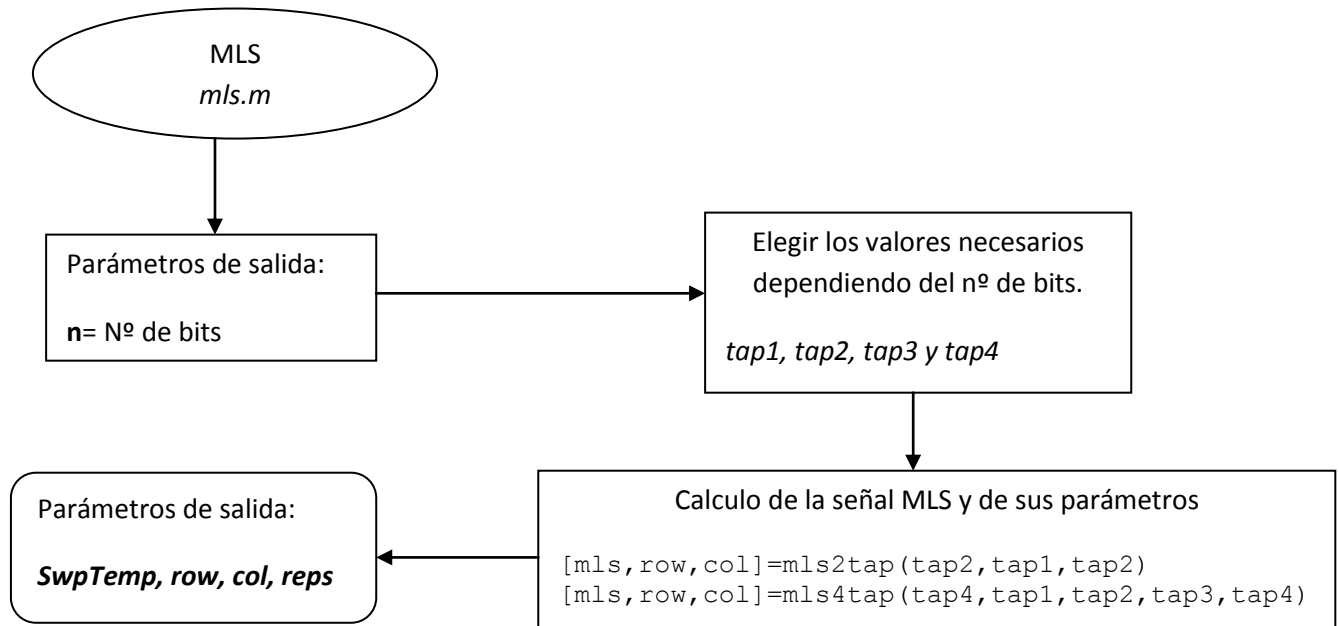
3.4.2 MLS



Para el cálculo de señales MLS es necesario definir el nº de bits necesarios para crear la señal y la duración de esta. Una vez obtenidos los parámetros de entrada la señal MLS será calculada por la función *mls.m* que se explica en el siguiente punto.

Antes de finalizar se calculará la señal MLS con la duración deseada por el usuario. Primero se calculará el número de muestras ($N_{sw} = T_{sw} * 44100$). Una vez obtenido se calculará cuantas veces hay que repetir la señal MLS (*reps*) para obtener la señal deseada y será calculado mediante repeticiones de la señal.

3.4.2.1 MLS

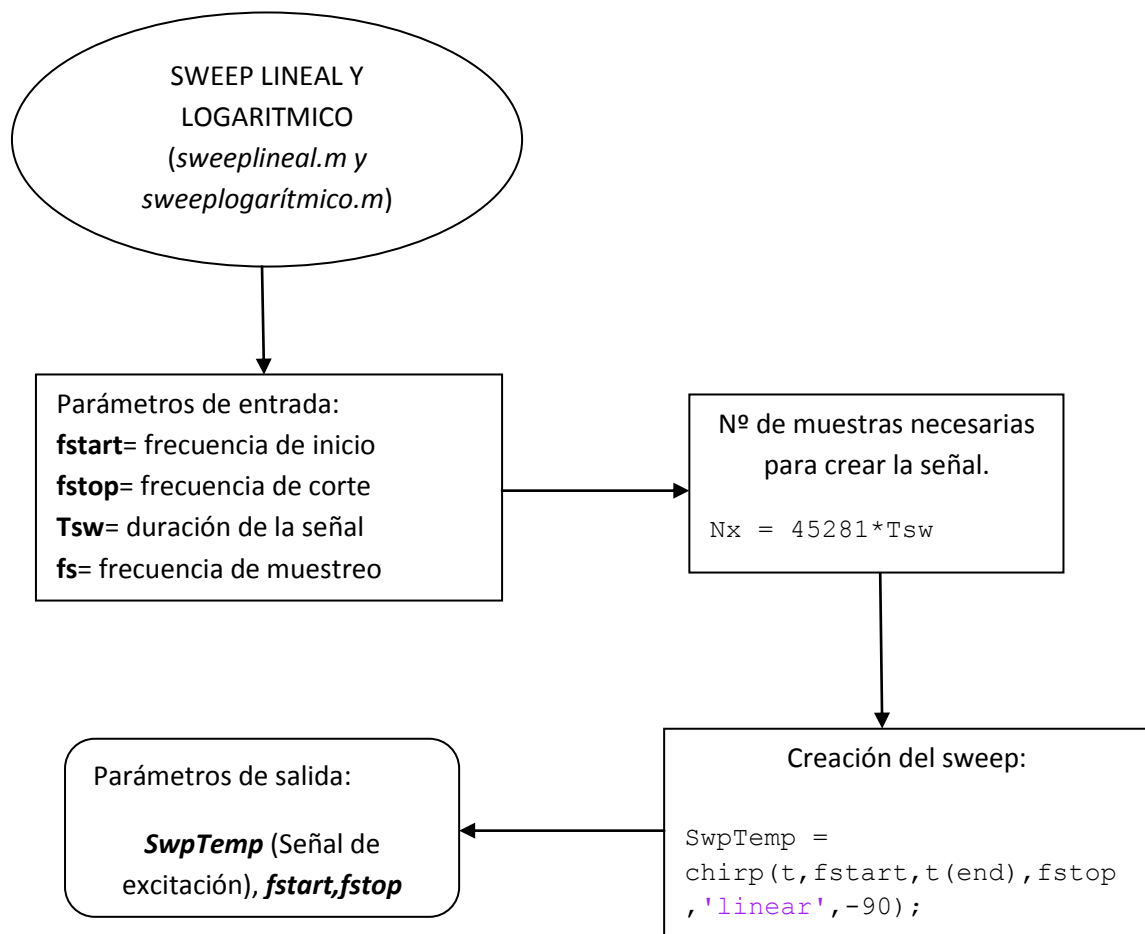


mls.m (Esquemema 8)

Como se ha dicho anteriormente las señales MLS son secuencias binarias que pueden ser generadas con un *N-satge shift register* y una compuerta XOR (con hasta 4 entradas) conectada con un *shift register* (alternador de registro).

Por ello lo primero que se hace una vez definido el número de bits es calcular el número de entradas de la compuerta XOR definiendo los parámetros *tap1*, *tap2*, *tap3* y *tap4*. Posteriormente se calculan las señales de salida de la función, *MLS*, *row* y *col* mediante las funciones *mls2tap.dll* o *mls4tap.dll*.

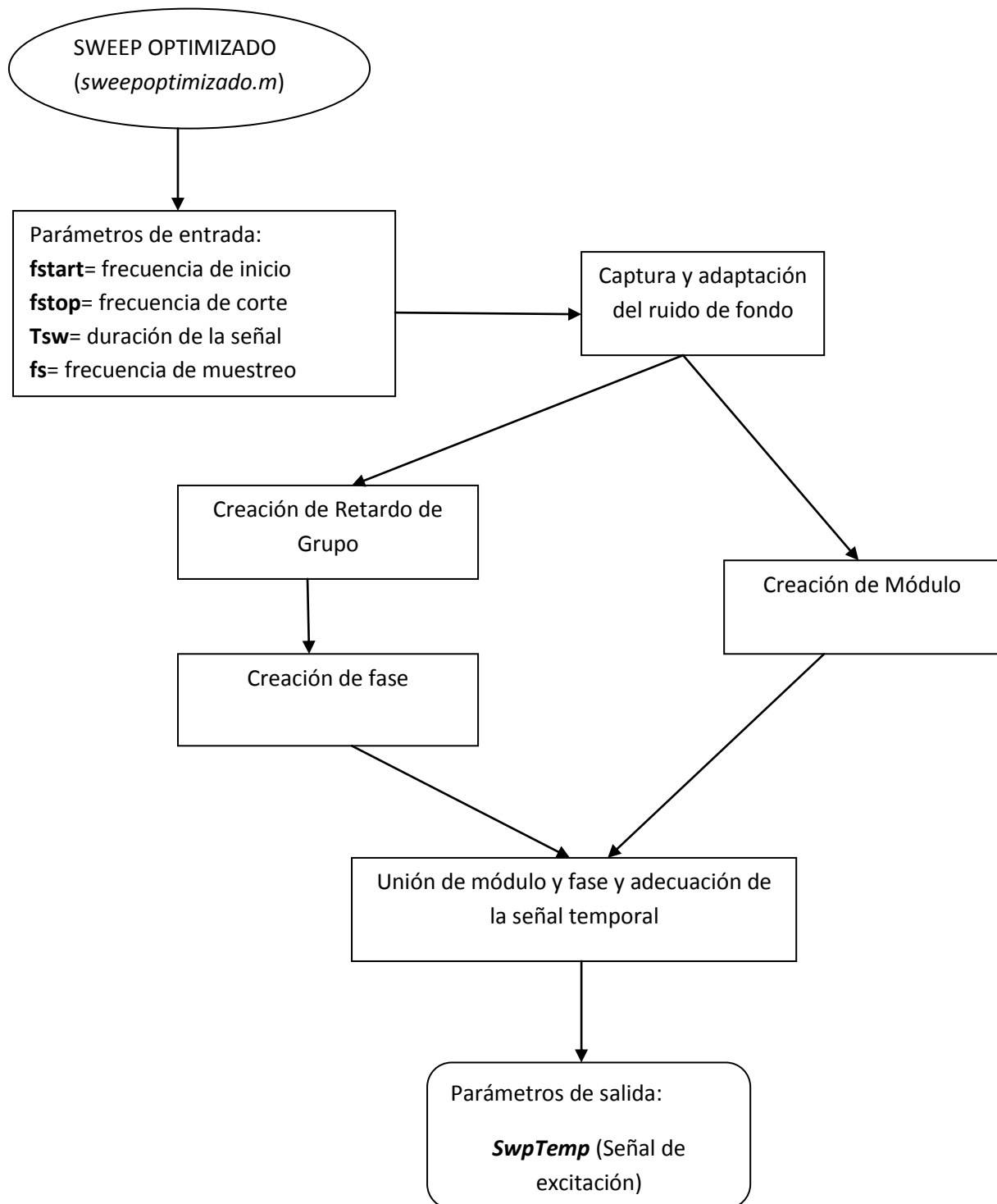
3.4.3 Sweep lineal y logarítmico



sweeplineal.m y sweeplogaritmico.m (Esquema 9)

Al igual que en la señal aleatoria lo primero que se hace es calcular el número de muestras necesarias. Finalmente se calcula el sweep con la función “*chirp*”. La diferencia entre la subrutina del sweep logarítmico y la del sweep lineal es el método utilizado en la función. Para el sweep lineal se utiliza el método ‘*linear*’ y para el logarítmico el ‘*logarithmic*’. En ambos tipos de sweep se debe incluir la frecuencia de comienzo y final del sweep.

3.4.4 Sweep optimizado



sweepoptimizado.m (Esquema 10)

Como hemos visto en el esquema, lo primero es recoger el ruido de fondo y suavizar su espectro, para que posteriormente resulte viable como retardo de grupo y módulo de nuestro sweep.

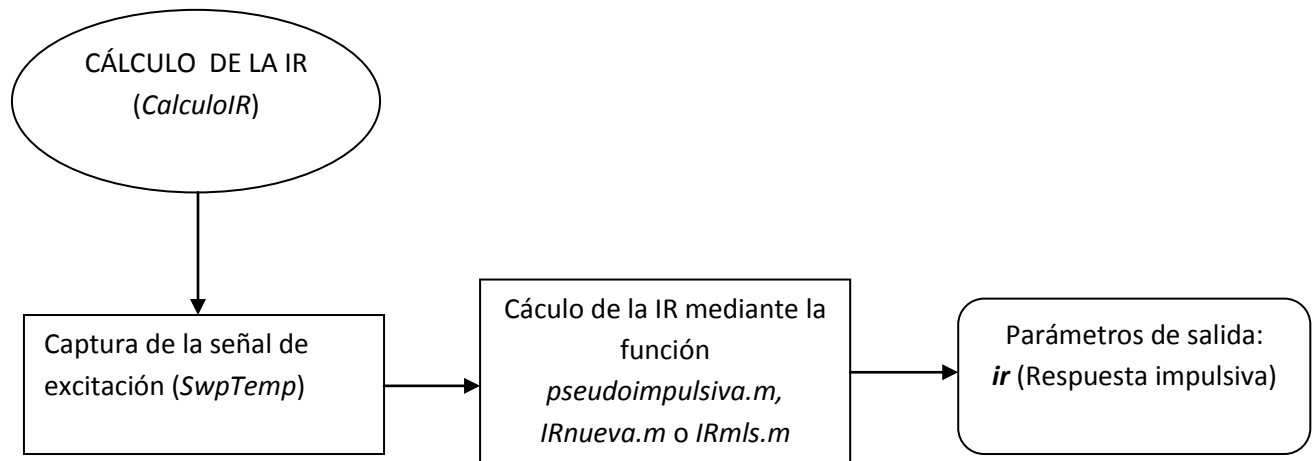
Una vez tenemos adecuado el espectro del ruido, lo integraremos y lo utilizaremos como retardo de grupo. En el siguiente paso el retardo de grupo se integrará para obtener la fase de la señal.

Habiendo obtenido el espectro del ruido de fondo correctamente suavizado, este paso solo implica establecer el mismo como módulo de la señal. Del mismo modo, se establece la fase que hemos sintetizado como fase de la misma.

Una vez obtenidos el módulo y la fase se une y se adecua la señal temporal creando así el sweep optimizado.

3.5 CÁLCULO DE LA RESPUESTA AL IMPULSO

Una vez obtenida la señal de excitación se deberá proceder al cálculo de la respuesta al impulso.



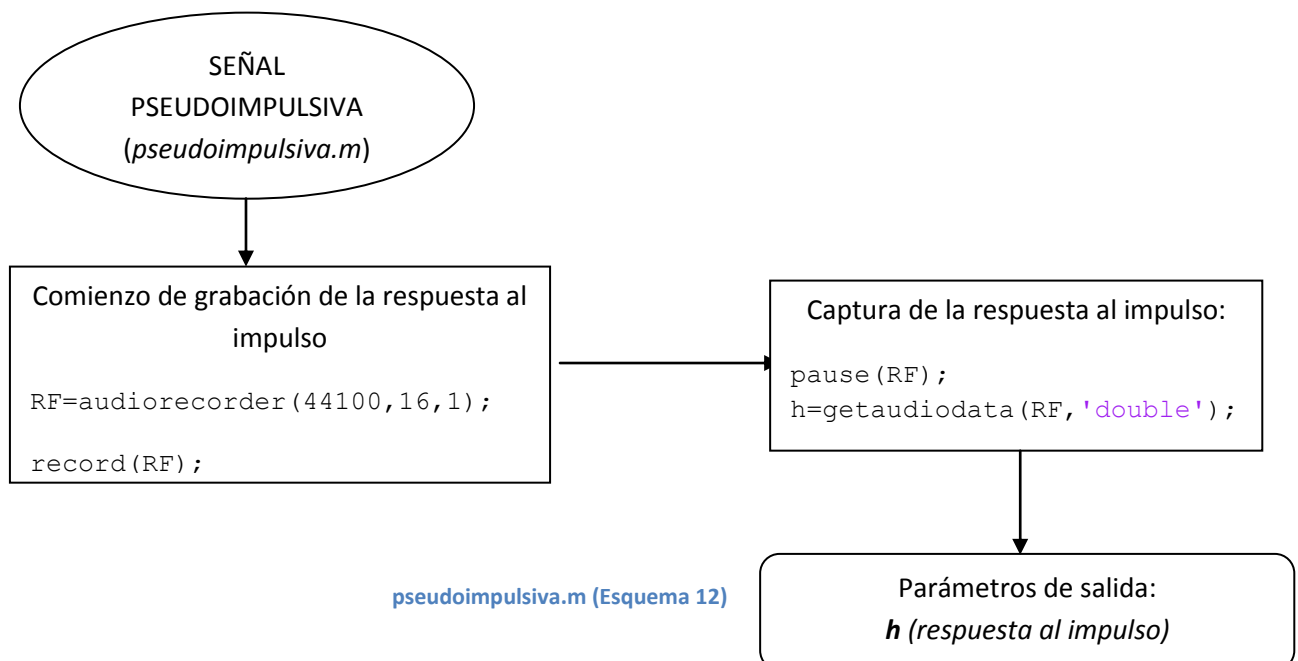
CalcularIR.m (Esquema 11)

Al capturar la señal de excitación se procederá a emitirla como excitación de la sala. A su vez se recogerá como responde está.

Existen 3 métodos diferentes para calcular la respuesta al impulso, y los tres dependen de la señal utilizada para excitar la sala.

3.5.1 Señales Pseudoimpulsivas:

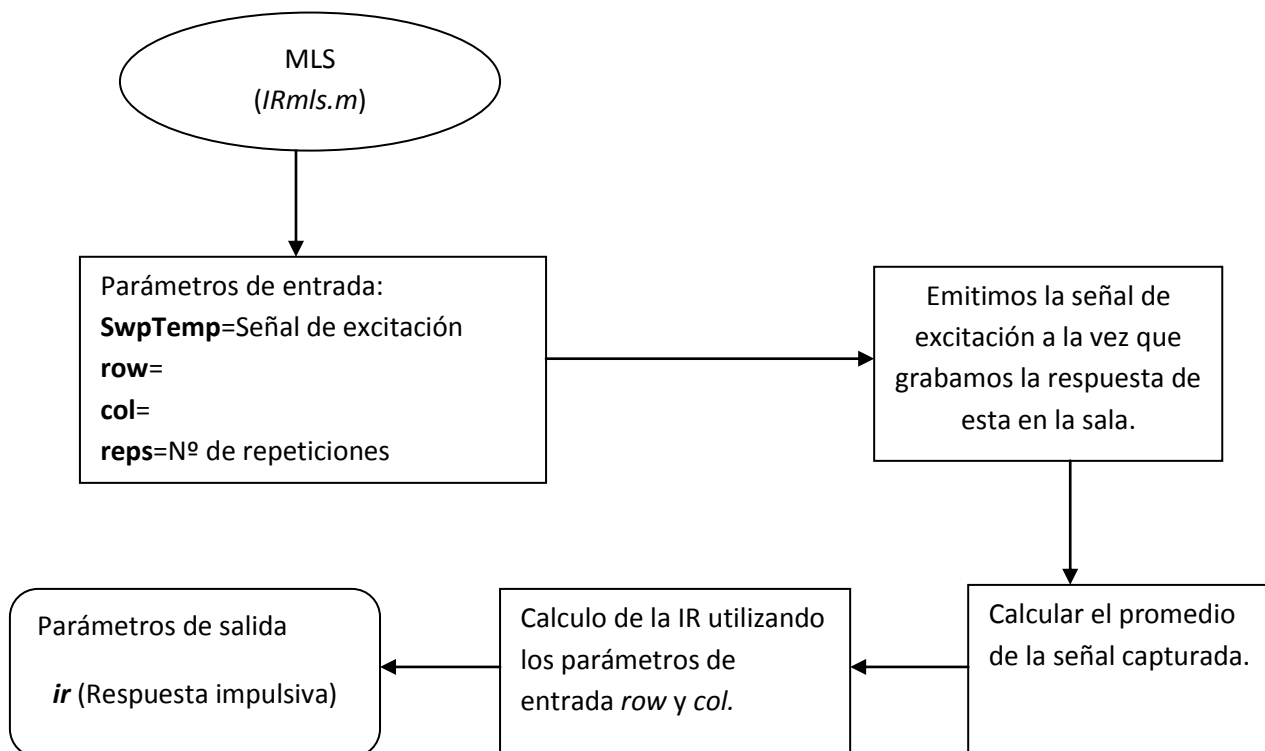
En este tipo de señales la respuesta al impulso corresponde a la grabación realizada mientras se emitía la señal.



pseudoimpulsiva.m (Esquema 12)

3.5.2 Señales MLS:

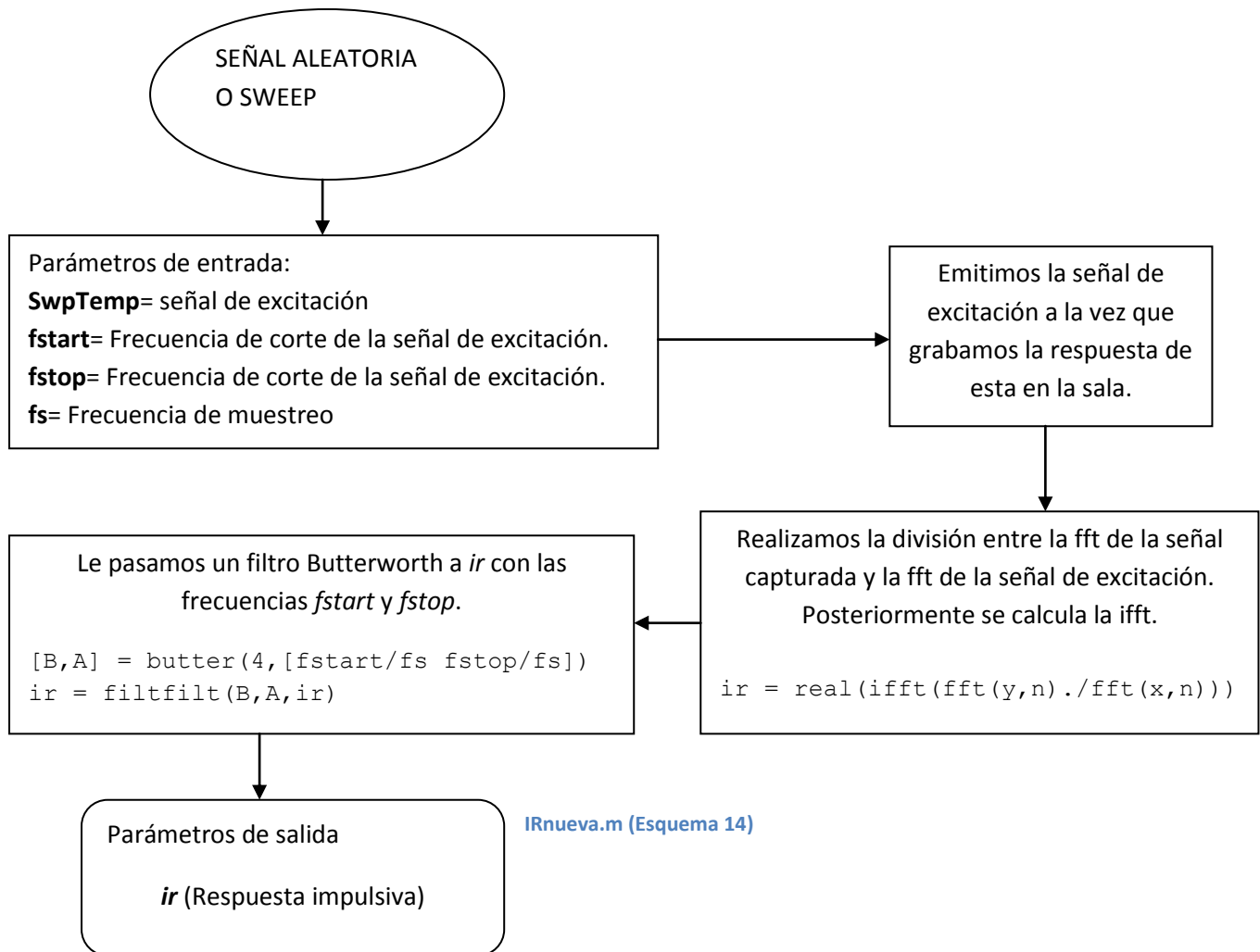
En este tipo de señales de excitación una vez registrada la respuesta de la sala se deberá calcular el promediado de la señal, dependiendo del número de repeticiones (reps). Al obtener el promedio de la señal la respuesta al impulso será calculada utilizando los parámetros de entrada *row* y *col*.



IRmls.m (Esquema 13)

3.5.3 Señales aleatorias y sweeps:

Con este tipo de señales de excitación al quedar registrada la respuesta de la sala se deberá obtener la función de transferencia, la cual requiere hacer la división entre el espectro de la señal de respuesta y el espectro de la señal de excitación. Finalmente, para obtener su respuesta impulsiva, solo hay que aplicar la transformada de Fourier inversa a la función de transferencia y un filtro *butter*.

[IRnueva.m \(Esquema 14\)](#)

3.6 CÁLCULO DE PARÁMETROS

Al obtener en el apartado anterior la respuesta al impulso (IR) se podrá proceder al cálculo de los parámetros acústicos del recinto. Para ello se deberá elegir el tipo del filtrado que se quiere utilizar (bandas de octava o tercios de bandas de octava) y cuándo hacer el enventanado, antes del filtrado o posterior al filtrado.

3.6.1 Introducción

En todos los métodos el primer paso es la captura de la respuesta impulsiva. En este software se pueden capturar señales capturadas por el programa WinMLS y las producidas por el programa que se ha elaborado. Las capturadas por el programa WinMLS se obtienen de la función *loadimp.m* donde la salida corresponde a la respuesta al impulso y a la frecuencia de muestreo. Sin embargo las señales obtenidas con el programa elaborado se capturarán con las simples instrucciones, *wavread* y *open*. Al igual que en la función *loadimp.m* se obtienen la respuesta al impulso y la frecuencia de muestreo de esta.

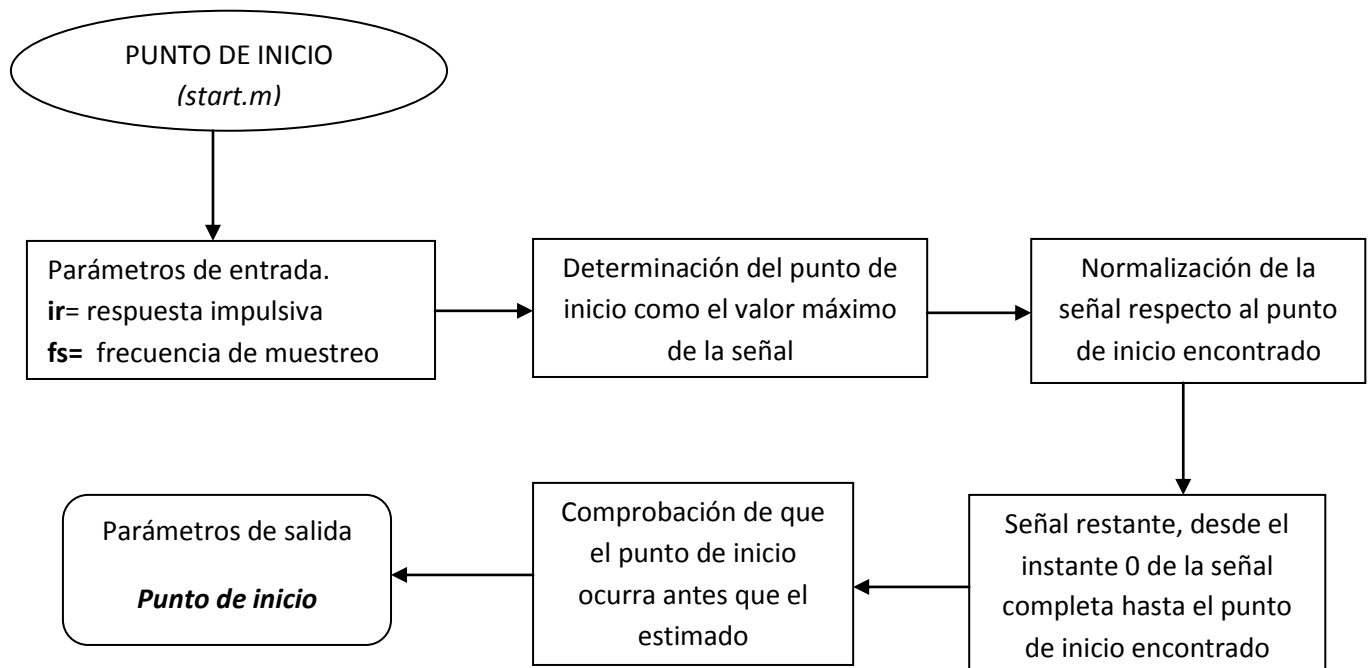
Como se ha dicho anteriormente el usuario debe elegir cuál será el tipo de filtrado (por bandas de octava o por tercios de bandas de octava) y el orden de filtrado y enventanado de la señal.

Haciendo referencia a la norma *ISO3382:2010*, concretamente al apartado *A.3.4 Ventanas temporales y filtrado de las respuestas*, en ella se concreta que la respuesta impulsiva debería ser enventanada antes de filtrarse en bandas de octava.

Los filtros producen retardos en la señal que pueden ser bastante significativos para las bandas de octava de baja frecuencia, ya que el ancho de banda es más estrecho. Para evitar los problemas de retardo debido al filtro consiste en realizar, antes de cualquier filtrado, un ventaneo temporal de la respuesta impulsiva de banda ancha. Se debería determinar el inicio de la respuesta impulsiva de banda ancha, cuando la señal aumente de forma significativa por encima del ruido de fondo, pero esté más de 20 dB por debajo del máximo.

Para realizar el enventanado de la respuesta al impulso en el programa se utiliza la función *start.m* que se desarrolla a continuación.

Se ha determinado el punto de inicio para definir el límite inicial de la integral que posteriormente es aplicada para el cálculo de la curva de decaimiento energético.



start.m (Esquema 15)

Una vez localizado en punto de inicio de la respuesta impulsiva se procederá al filtrado de la señal.

En el programa se distinguen dos tipos de filtrados, filtrado por bandas de octava y filtrado por tercios de bandas de octava. Los filtros tienen diferentes frecuencias centrales y frecuencias de corte inferior y superior.

En el filtrado de bandas de octava según la ISO (International Organization for Standardization) las frecuencias centrales de este filtro serán las siguientes: 63: 125: 250: 500: 1K: 2K: 4K: 8K Hz.

Las frecuencias de corte superior e inferior de cada banda de octava, se determinan de la siguiente manera:

$$\text{Frecuencia de corte inferior: } \frac{f_{\text{central}}}{\frac{\sqrt{2}}{2} f_{\text{muestreo}}}$$

$$\text{Frecuencia de corte superior: } \frac{f_{\text{central}} \cdot \sqrt{2}}{\frac{f_{\text{muestreo}}}{2}}$$

Para el filtrado en tercios de banda de octava según la ISO las frecuencias centrales serán las siguientes: 63: 80: 100: 125: 160: 200: 250: 315: 400: 500: 630: 800: 1K: 1K25: 1K6: 2K: 2K5: 3K15: 4K: 5K: 6K3: 8K Hz.

Sin embargo en este tipo de filtros las frecuencias de corte inferior y superior se definen de la siguiente manera:

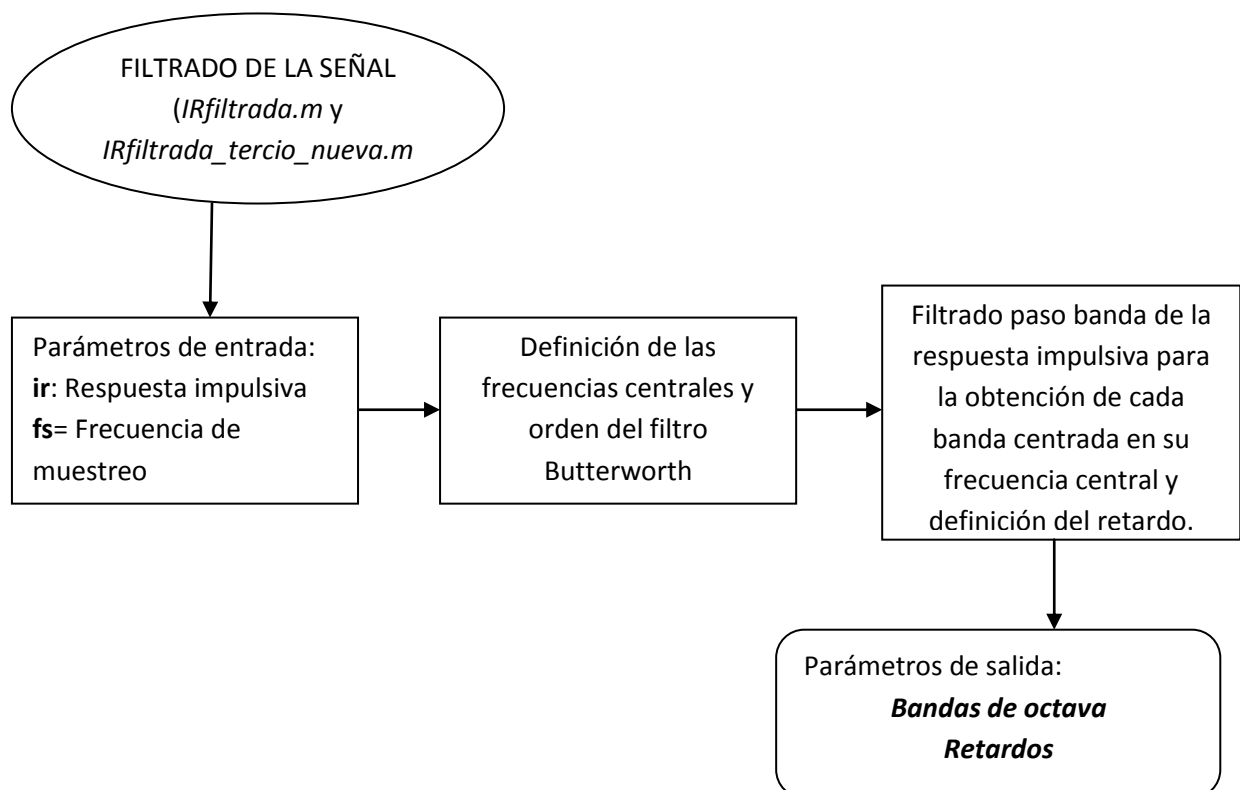
Frecuencia de corte inferior:
$$\frac{f_{central}}{\frac{6\sqrt{2}}{f_{muestreo}}}$$

Frecuencia de corte superior:
$$\frac{f_{central} \cdot \frac{6\sqrt{2}}{f_{muestreo}}}{2}$$

Considerando estas frecuencias de corte y definiendo un orden de 3 para el filtro, se han diseñado filtros paso banda correspondientes para cada banda frecuencial.

Cabe destacar que también se definen los retardos introducidos para cada banda. Este apartado se define como el tiempo necesario para que el filtro pierda la mitad de su energía tras haber recibido un impulso.

El esquema general de este programa se observa a continuación:



IRfiltrada.m y IRfiltrada_tercios.m (Esquema 15)

3.6.1 Funciones

Una vez filtrada y inventanada la señal capturada tendremos la respuesta al impulso (ir) preparada para poder calcular cualquier opción que ofrece el programa. A continuación se muestran las funciones que pueden ser realizadas con el software.

3.6.1.1 Proceso de truncamiento

En este punto todos los métodos trabajan de la misma manera, la localización del punto de truncamiento se determina para cada banda de octava (*método 1 y 2*) o para cada tercio de banda de octava (*método 3 y 4*) y considerando el punto de inicio hallado anteriormente.

En el documento *Lundebj-Acustica 95* [Ref. 5] se describe el algoritmo completo para determinar el punto de truncamiento.

El proceso que se describe en este documento está basado en un promediado de tiempo corto de la respuesta impulsiva para estimar la energía tardía (ruido de fondo) y la caída constante de la respuesta impulsiva. La longitud óptima de los intervalos locales de tiempo depende de la frecuencia. Comenzando con un intervalo de tiempo de un rango comprendido entre 10 y 50 ms resulta ser una elección razonable. Intervalos de mayor longitud están relacionados con las bandas de baja frecuencia.

Por ello, se lleva a cabo un promediado diferente a bajas frecuencias. Para éstas el intervalo de tiempo será mayor. Si para las medias y altas frecuencias el intervalo de tiempo elegido es de 10 ms, para las bandas de baja frecuencia se optará por un intervalo mayor, por ejemplo de 50 ms.

En los siguientes puntos de la iteración, donde se realizan nuevos promediados de la respuesta impulsiva, se definen diferentes longitudes de intervalos. Éstos dependen de la pendiente y por lo tanto se utiliza esta estimación de la pendiente para elegir los nuevos intervalos de tiempo promediados, de 3 a 10 por cada 10 dB de caída. A continuación, la respuesta impulsiva es reajustada en estos nuevos intervalos de tiempo local.

Como criterio para la definición del punto de truncamiento, el cual ejerce como límite temporal en la integración invertida en el tiempo de la respuesta impulsiva, se considera que debe de ser el punto donde la respuesta impulsiva topa con el nivel de ruido de fondo. Esto conlleva a que su determinación requiera estimaciones de la caída tardía de la pendiente y del ruido de fondo.

El nivel del ruido de fondo se considera estacionario y puede ser determinado considerando la parte más tardía de la respuesta, donde el ruido predomina sobre la señal. Es deseable que se utilice el máximo de cola posible, a fin de minimizar variaciones estáticas. Por otro lado, la verdadera señal debe ser mantenida a una distancia segura, ya que la pendiente de la curva de decaimiento es estimada desde la parte tardía de la caída.

Se contempla que la estimación de estas dos cantidades, el nivel del ruido de fondo y la pendiente de caída, son mutuamente dependientes, lo cual nos conduce a un algoritmo iterativo. El documento citado confirma que éste se hace estable tras 3 o 5 pasos.

A continuación se detalla cada paso del proceso y los criterios considerados en cada uno de ellos:

1. Promedio del cuadrado de la respuesta impulsiva en intervalos de tiempo local

El criterio requiere que la longitud del intervalo de tiempo sea de 10 a 50 ms, para dar una curva suavizada sin pérdidas cortas de caídas. Para las bandas de baja frecuencia son favorables intervalos más largos. Por ello se definen intervalos de 50 ms para las bandas de 63 Hz y 125 Hz, intervalos de 35 ms para las bandas de 250 Hz y 500 Hz, intervalos de 25 ms para las bandas de 1 KHz y 2 KHz e intervalos de 10 ms para las bandas de 4 KHz y 8 KHz.

2. Estimación del nivel de ruido de fondo utilizando la cola

El último 10% del tiempo de la respuesta impulsiva es considerado como ruido. Ésta es una selección estática razonable y por lo tanto el error sistemático no será muy grande si la caída continúa hasta el final de la respuesta.

3. Estimación de la pendiente de decaimiento desde 0 dB hasta el nivel de ruido

El punto “izquierdo” de la pendiente se considera a 0 dB. Posteriormente se busca el punto “derecho” a 5 dB sobre el nivel del ruido. Después se determina la pendiente de la regresión lineal entre estos dos puntos.

4. Encontrar el punto de cruce preliminar

Se estima como punto de truncamiento preliminar, el instante donde la pendiente de la regresión lineal topa con el ruido de fondo estimado en el paso 3.

5. Encontrar la longitud del nuevo intervalo de tiempo local

A partir de este punto comienza el proceso iterativo del algoritmo.

Aludiendo al documento *Lundebj-Acustica 95*, la longitud del intervalo elegida será dependiente de la pendiente estimada. Por ello el documento exige usar de 3 a 10 intervalos por cada 10 dB de caída. Para las bandas de octava de baja frecuencia serán preferibles pocos y más largos intervalos.

El algoritmo implementado, respaldando este criterio, considera 3 intervalos por cada 10 dB de caída para las bandas de 63 Hz y 125 Hz, 5 intervalos para las bandas de 250 Hz y 500 Hz, 7 intervalos para las bandas de 1 KHz y 2 KHz y 9 intervalos para las bandas de 4 KHz y 8 KHz.

6. Promediado del cuadrado de la respuesta impulsiva en los nuevos intervalos de tiempo

Al igual que en el paso 1, se realiza un promediado del cuadrado de la respuesta impulsiva. Sin embargo, se considera el criterio definido en el paso 5, donde el número de intervalos elegidos dependen de la frecuencia.

7. Estimación del nivel del ruido de fondo

En este caso, a la hora de estimar el nivel de ruido, se permite un margen de seguridad desde el punto de cruce, correspondiente a 10 dB de caída, pero utilizando un mínimo del 10% de la respuesta impulsiva. Esto es la compensación entre la estabilidad y la posibilidad de integración de la respuesta completa cuando no hay ruido significativo.

8. Estimar la caída tardía de la pendiente

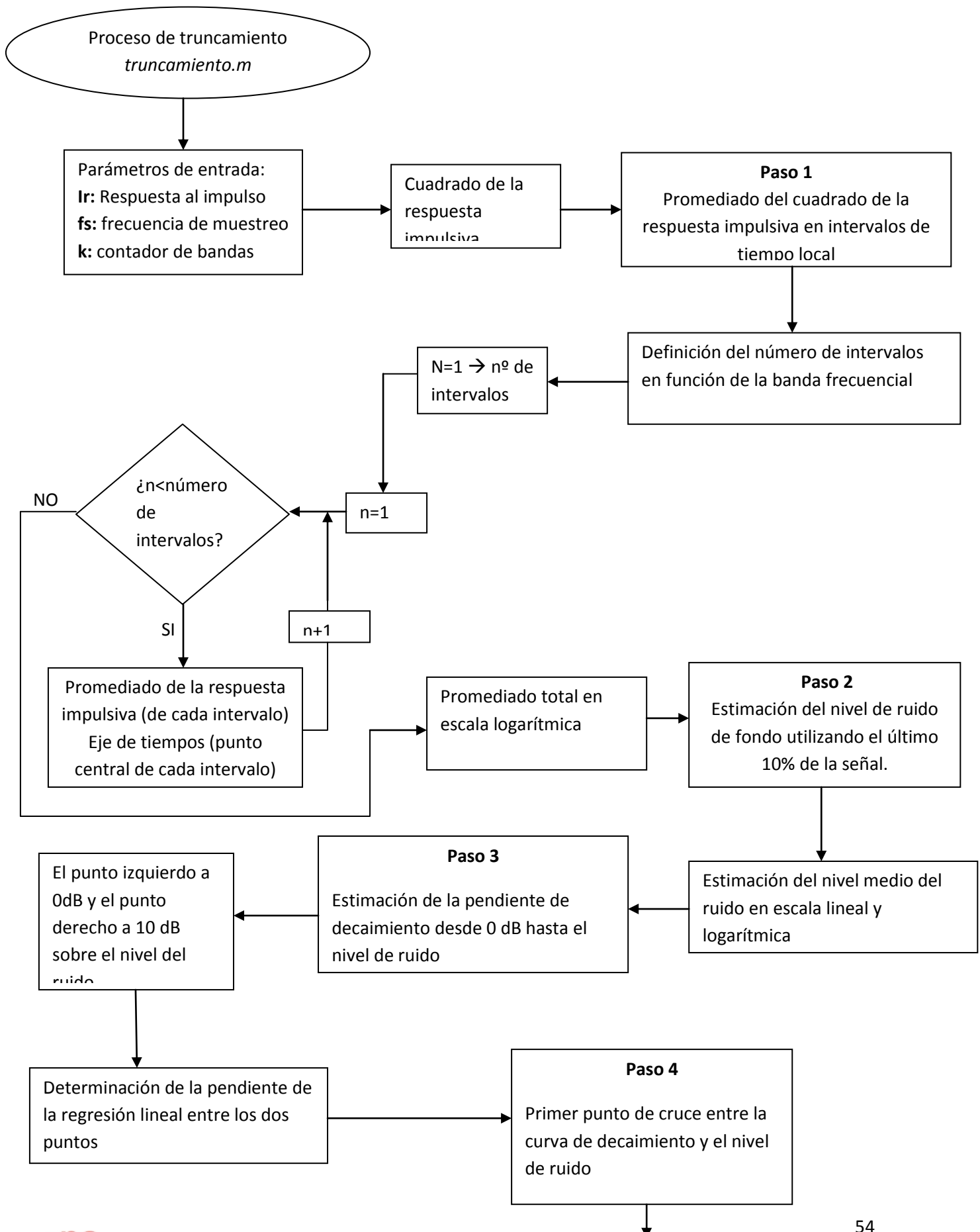
Se evalúa un rango dinámico de 20 dB de la envolvente estimada, empezando por 5 dB sobre el nivel del ruido para la definición de la pendiente.

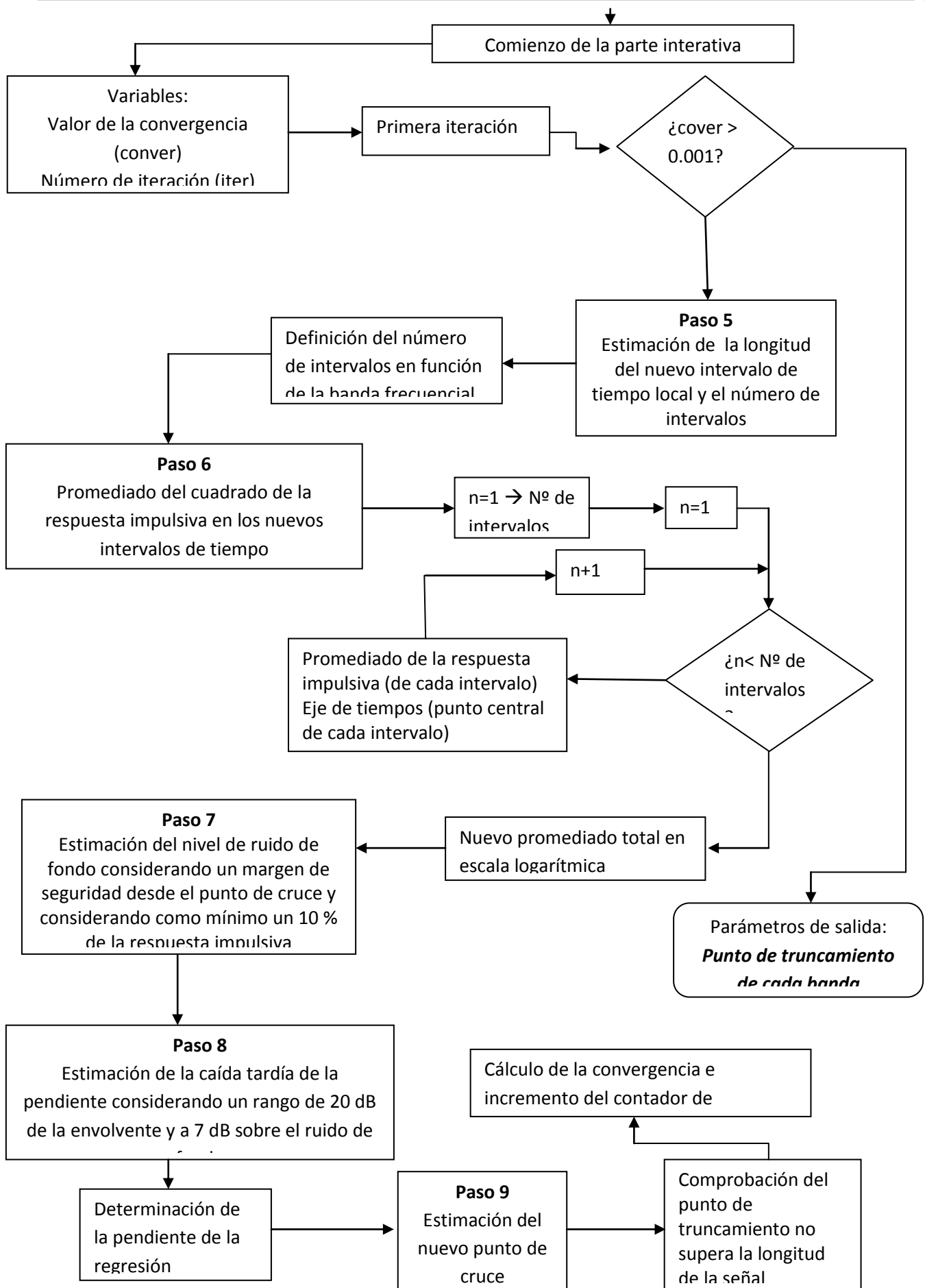
9. Encontrar el punto de cruce

Al igual que en el paso 4, se define como punto de truncamiento, el punto de cruce entre la regresión lineal del paso 8 y el nivel de ruido estimado en el paso 7.

Este último punto se considera como el final de la iteración. El proceso se repetirá hasta conseguir una convergencia del punto de truncamiento de 0.001. Esta convergencia se define mediante el siguiente principio:

$$\frac{pto_{actual} - pto_{anterior}}{pto_{anterior}}$$





Proceso de truncamiento. (Esquema 16)

3.6.2.2 Cálculos

3.6.2.2.1 Tiempos de reverberación en cada banda y curva de decaimiento energético y fuerza sonora

Para ambos métodos estos tiempos son evaluados a partir de la pendiente de la curva de la respuesta impulsiva integrada. La pendiente de la curva de decrecimiento se determina a partir de la pendiente de la línea de regresión lineal “con mejor ajuste” (*Norma ISO 3382:2010*).

Para la obtención de la curva de decaimiento energético (EDC), se realiza una integración invertida en el tiempo de los cuadrados de la respuesta impulsiva (integral de Schroeder)

EDT (Early Decay Time): Se define como seis veces el tiempo que transcurre desde que la fuente deja de emitir hasta que el nivel de presión sonora cae 10 dB, por lo que se obtiene a partir de los primeros 10 dB de caída. El tiempo de caída se calcula a partir de esta pendiente y extrapolándola a una caída de 60 dB.

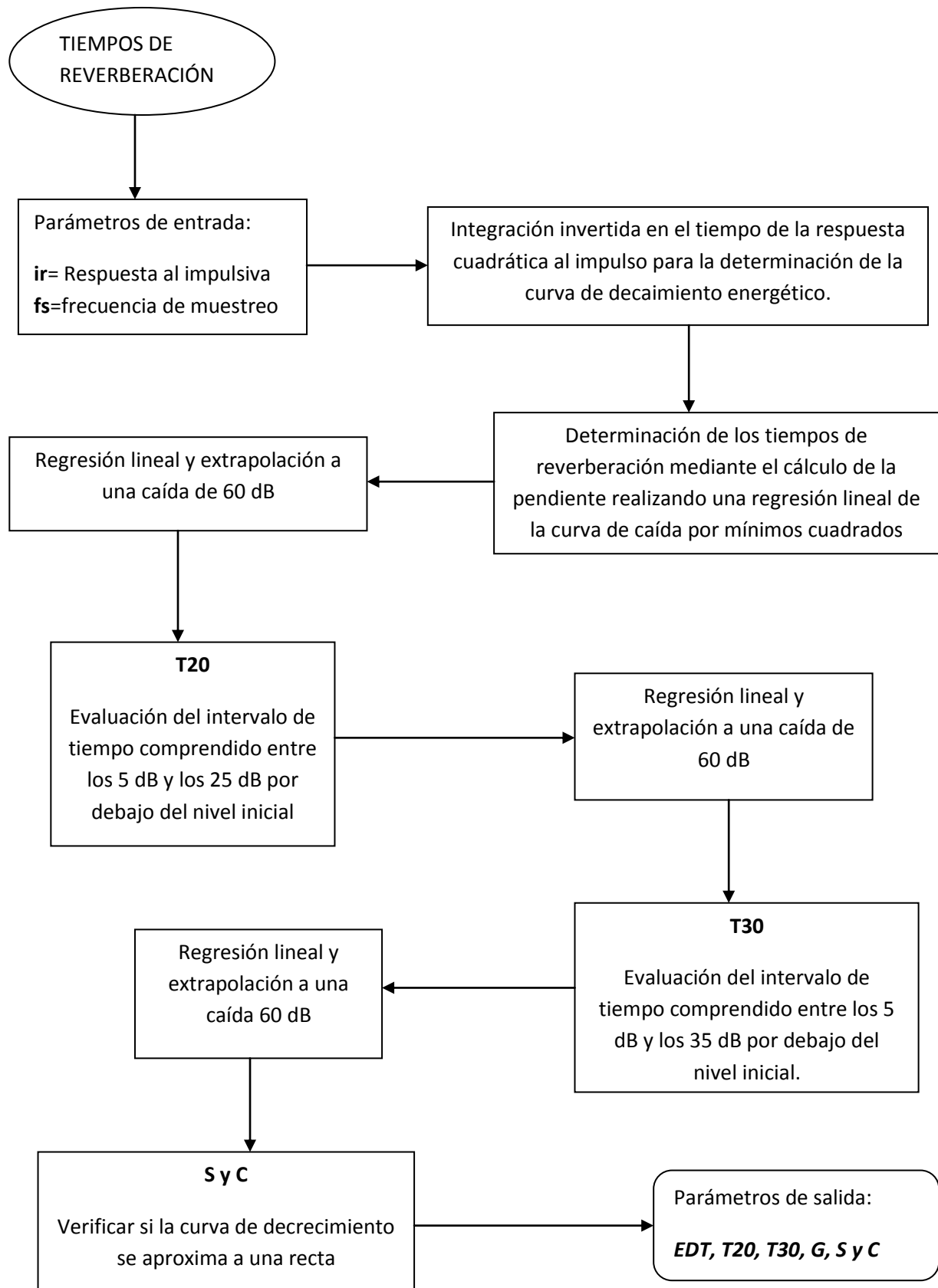
T20: Se define como el tiempo que transcurre desde que la fuente deja de emitir hasta que el nivel de presión sonora cae 60 dB. Para la obtención de este tiempo de reverberación, se considera la porción de caída comprendida entre -5 dB y -25 dB por debajo del nivel inicial máximo. Posteriormente el tiempo de caída se calcula extrapolando esta pendiente a una caída de 60 dB.

T30: Su definición es análoga que para el caso del T20, pero en esta ocasión se considera la porción de caída comprendida entre -5 dB y -35 dB por debajo del nivel inicial máximo. Como en el caso anterior, el tiempo de caída se calcula extrapolando esta pendiente a una caída de 60 dB.

Grado de no linealidad (ξ): Este parámetro indica si la curva de decrecimiento parece o no una recta. Según la *ISO 3382-2-2008* Los valores correctos son de 0 % a 5 %, si los valores son superiores al 10 % el valor del tiempo de reverberación estimado a partir de esta curva puede ser dudoso.

Grado de curvatura (C): El parámetro de curvatura, C, se basa en los dos rangos de evaluación de 20 dB y 30 dB y se introduce como la desviación en porcentaje con respecto a una línea perfectamente recta. Según la *ISO 3382-2-2008* los valores habituales de C son de 0% a 5%, los valores por encima del 10% indican una curva de decrecimiento que está lejos de ser una línea recta y el tiempo de reverberación estimado a partir de la curva de decrecimiento puede ser dudoso.

Sonoridad (G): Se define como la relación del cociente logarítmico de la energía acústica de la respuesta impulsiva medida y la respuesta medida en campo libre a una distancia de 10 m de la fuente sonora.



Tiempos de reverberación (Esquema 17)

3.6.2.2.2 Parámetros acústicos de cada banda

Se definen tres parámetros diferentes, los cuales están relacionados con la energía inicial y final. El cálculo de estos es una simple aplicación del algoritmo necesario para su determinación.

Los parámetros acústicos derivados de la respuesta impulsiva calculados son:

C_{50} : La claridad de la voz, es la relación entre la energía contenida en los primeros 50 ms desde la llegada del sonido directo y la energía que llega posteriormente, expresada en escala logarítmica.

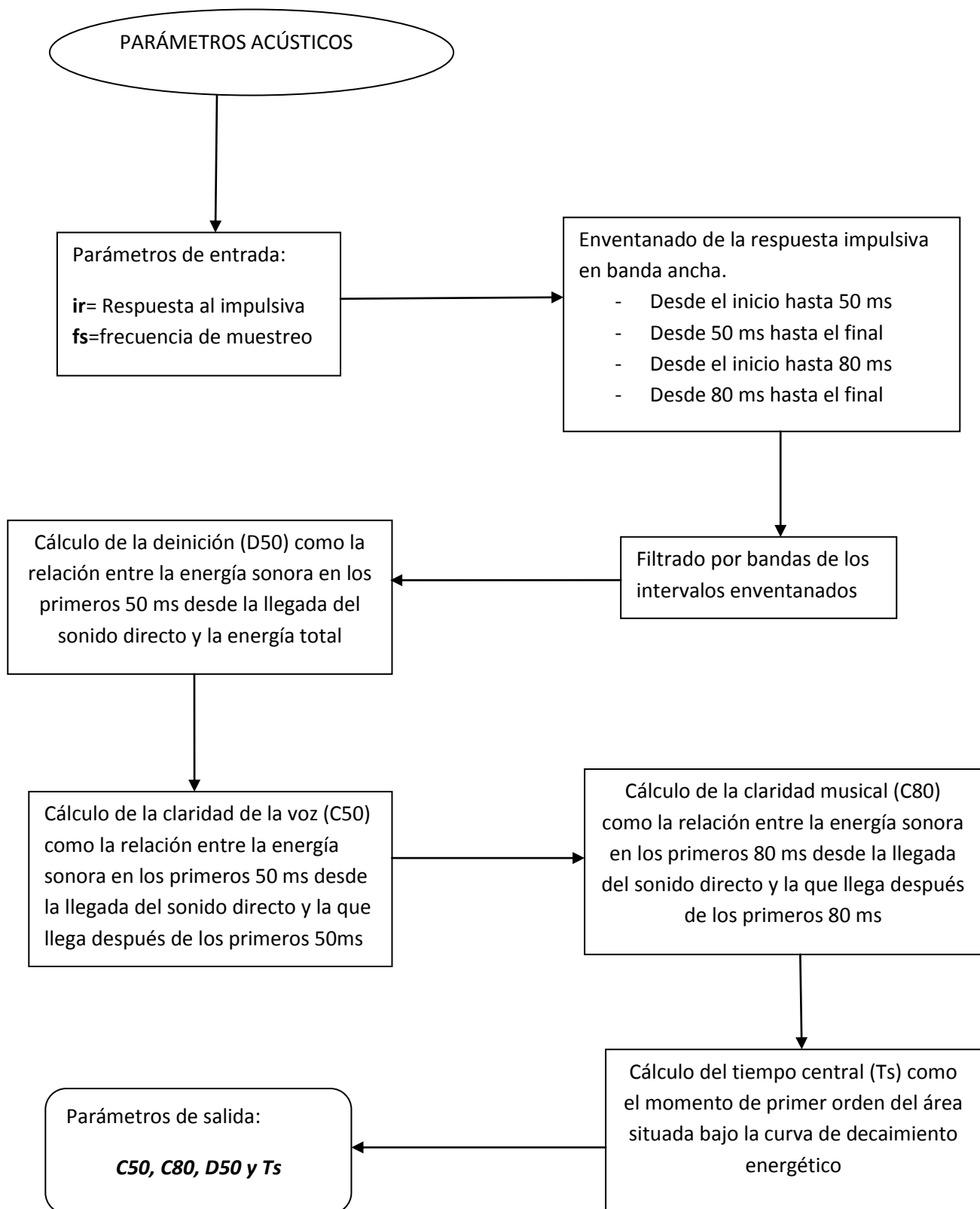
C_{80} : A diferencia del parámetro anterior, en este caso se consideran los primeros 80 ms en vez de 50 ms. Considerando esta diferencia, su definición es como la del C_{50} .

D_{50} : La definición es la relación entre la energía que llega al oyente dentro de los primeros 50 ms desde la llegada del sonido directo (incluye el sonido directo y las primeras reflexiones) y la energía total recibida por el mismo.

T_s : Se define como el primer momento de la respuesta cuadrática al impulso.

En este punto existen diferencias entre los cuatro métodos. Para el primero y tercero, en los cuales el enventanado se ha definido acorde con los intervalos de tiempo que requiere cada parámetro, se realiza el filtrado sobre estos intervalos, y a continuación se integran para el cálculo que requiere cada uno de los parámetros.

Para el segundo y cuarto método, los intervalos se definen tras el filtrado y se considera el retardo introducido por los filtros.



Parámetros acústicos (Esquema 18)

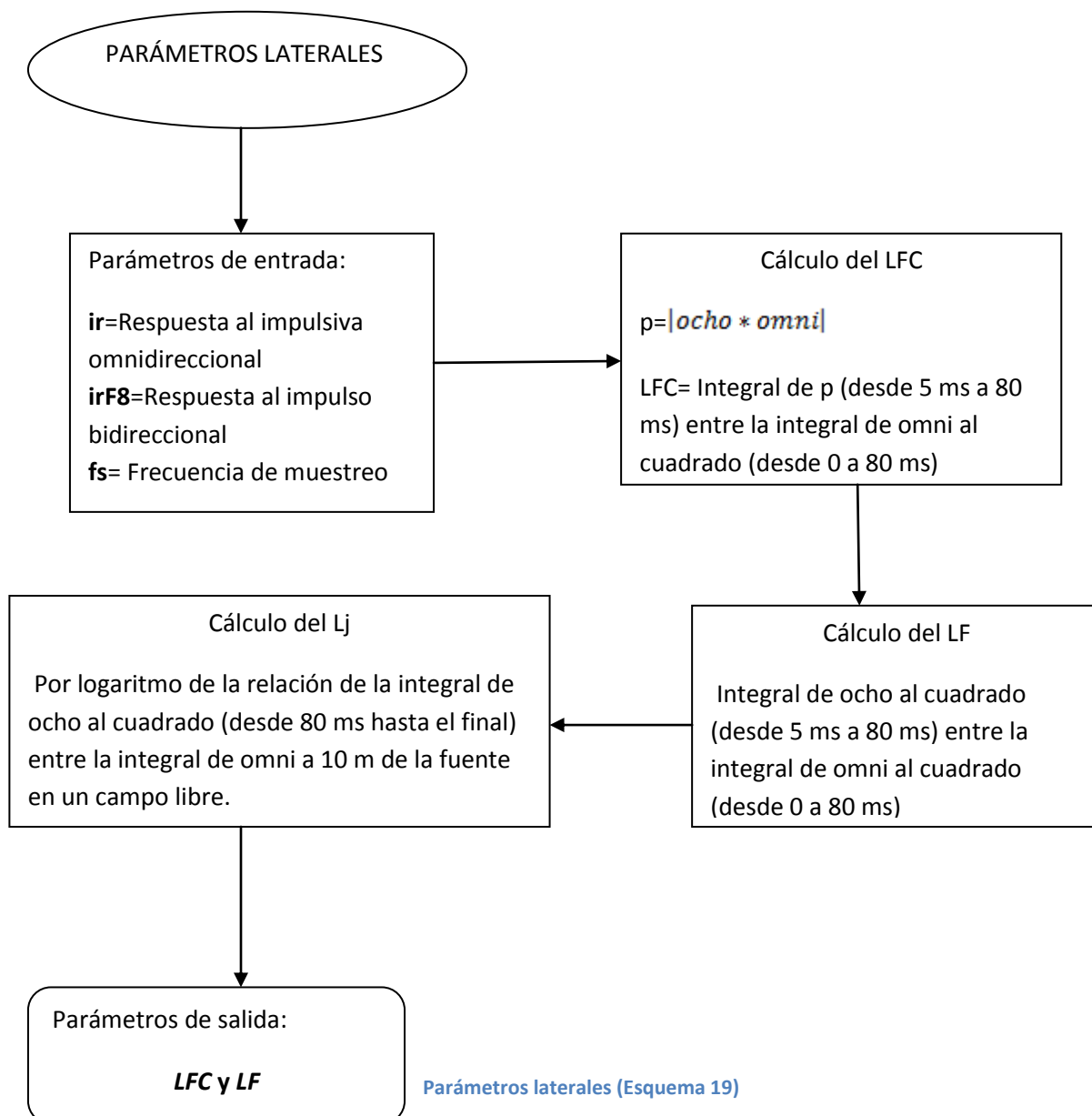
3.6.2.2.3 Parámetros laterales de cada banda

Los parámetros en este caso son los siguientes:

LF: La fracción de energía que llega lateralmente dentro de los 80 ms iniciales, se puede medir a partir de las respuestas impulsivas de un micrófono omnidireccional y de un micrófono bi-direccional de respuesta en ocho.

LFC: Se utiliza como alternativa al LF, se utiliza para la obtención de las fracciones de energía lateral, con contribuciones que varían únicamente con el coseno del ángulo, considerada subjetivamente más precisa.

Lj: Es el nivel relativo de la energía acústica tardía, se puede medir a partir de las respuestas impulsivas de un micrófono omnidireccional y de un micrófono bi-direccional de respuesta en ocho.



3.6.2.2.4 Parámetros binaurales de cada banda

Los parámetros calculados en este apartado son los siguientes:

IACC: Los estudios subjetivos de los auditorios han demostrado que los coeficientes de correlación cruzada interaurales, medidos tanto con una cabeza artificial como con una cabeza real, con las mismas dimensiones promediadas que las cabezas artificiales, y con pequeños micrófonos en la entrada de los canales auditivos, se corresponden bien con la calidad subjetiva “impresión espacial” en una sala de conciertos.

Tal y como plantea la norma *ISO 3382-2010*, los usos de los IACC todavía no se han aceptado de manera uniforme, su aplicabilidad subjetiva sigue siendo objeto de discusión e investigación. Asimismo, se han propuesto diferentes enfoques con respecto a la elección de los límites t_1 y t_2 y el filtrado en frecuencia de las señales.

Por ello, se definen tres IACCs diferentes. El IACCA, el más general de los tres, se define para $t_1=0$ y $t_2=\infty$. Por otro lado está el IACCE, el cual sirve para describir la semejanza de la llegada de la señal en los dos oídos para las reflexiones tempranas ($t_1=0$ y $t_2=80$ ms) y para el caso en el sonido reverberante ($t_1=80$ ms y $t_2=\infty$), existe el IACCL.

Para el cálculo de estos parámetros la fórmula que se debe seguir es la siguiente:

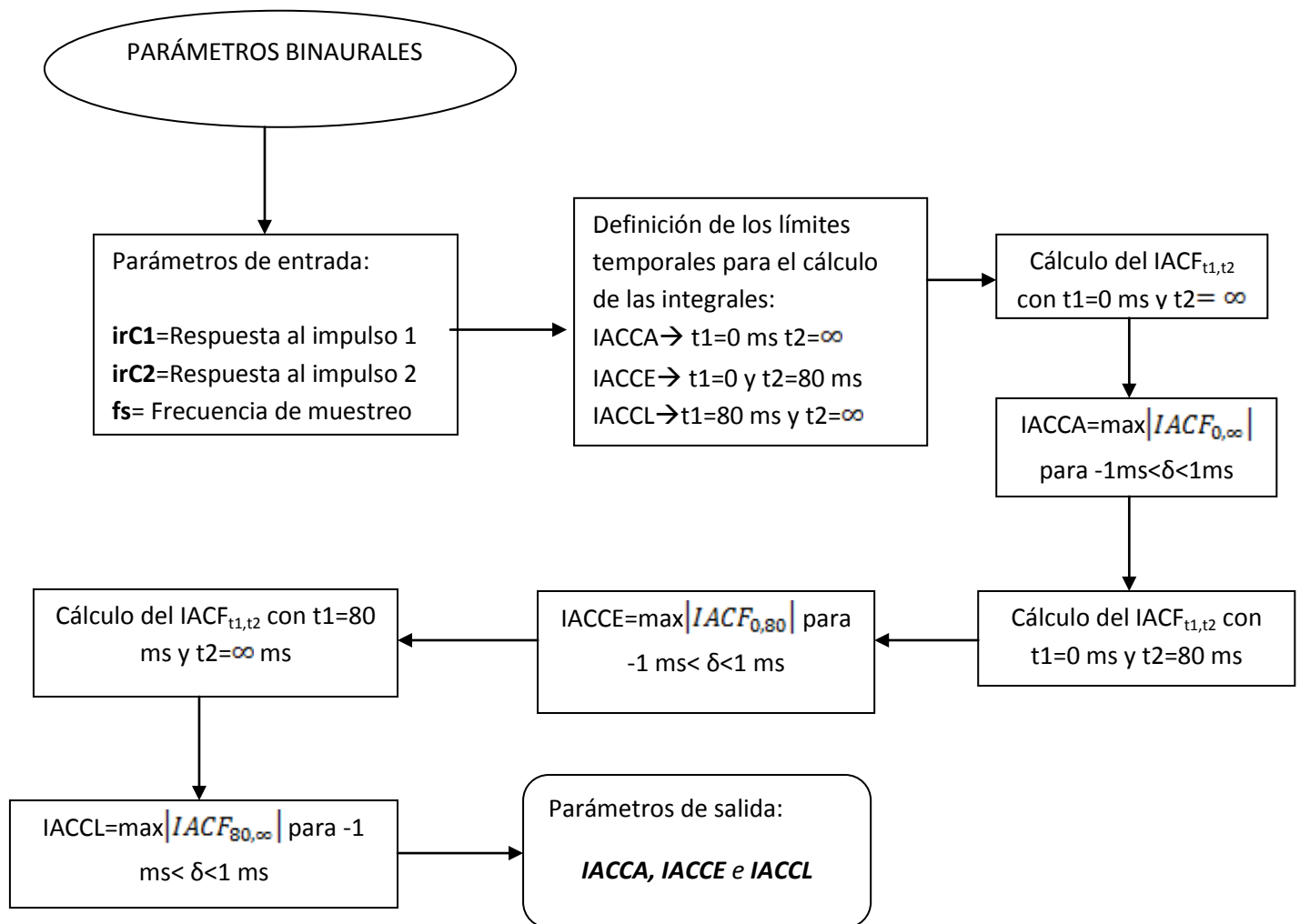
$$IACF_{t_1,t_2}(\tau) = \frac{\int_{t_1}^{t_2} p_1(t) \cdot p_r(t + \tau) dt}{\left[\int_{t_1}^{t_2} p_1^2(t) dt \int_{t_1}^{t_2} p_r^2(t) dt \right]^{1/2}}$$

Ecuación 39

Definiendo para cada uno de ellos los límites temporales que requieren.

El dividendo es la correlación entre las integrales de las dos señales (señal en el canal del oído derecho y señal en el canal del oído izquierdo) y el divisor es una simple raíz cuadrada de la multiplicación de las integrales de las dos señales al cuadrado.

Una vez obtenido este valor, el IACC se definirá como el máximo valor absoluto del IACF.



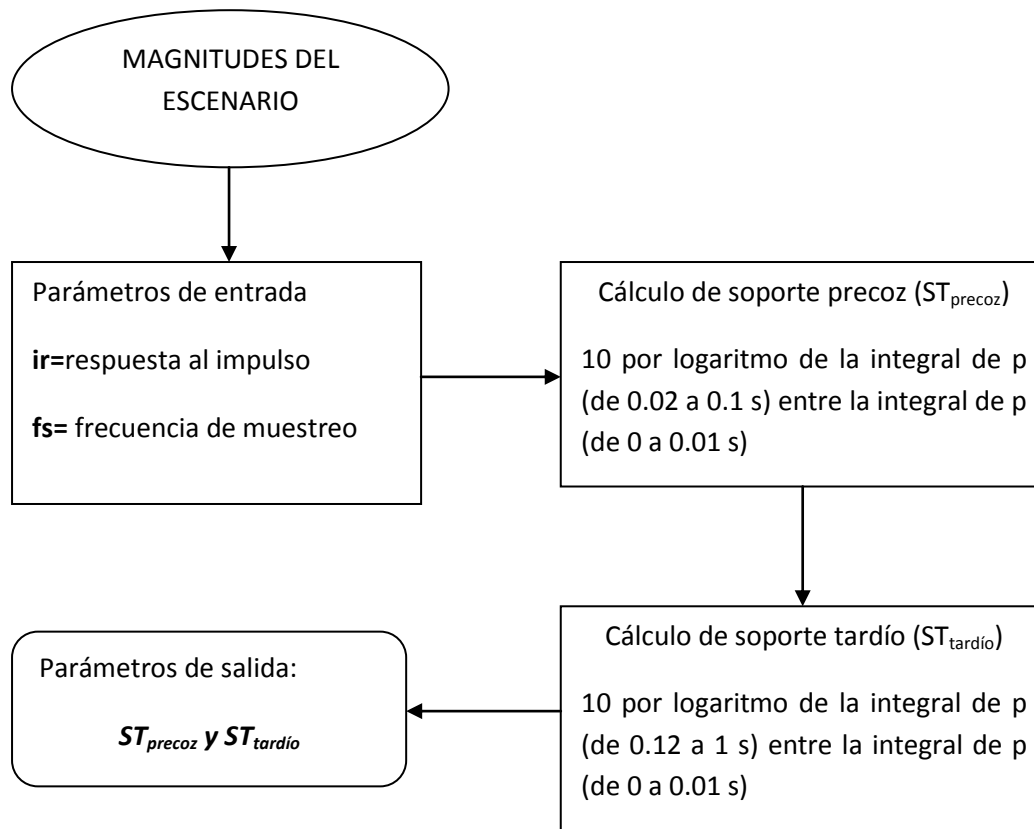
Parámetros binaurales (Esquema 20)

3.6.2.2.5 Magnitudes del escenario:

A continuación se muestran los dos parámetros calculados en este apartado:

Soporte precoz (ST_{precoz}): Es la relación, en decibelios, entre la energía reflejada en el primer 0.1 y el sonido directo, medidos ambos a una distancia de 1 m del centro acústico de una fuente sonora omnidireccional.

Soporte tardío ($ST_{tardío}$): Es la relación, en decibelios, entre la energía reflejada tras el primer 0.1 y el sonido directo, medidos ambos a una distancia de 1 m del centro acústico de una fuente sonora omnidireccional.



Magnitudes del escenario (Esquema 21)

4. ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS

4.1 INTRODUCCIÓN

En este apartado se realiza un análisis de todas las funciones que realiza el programa. Para ello se analizan y discuten los resultados obtenidos. En alguno de los casos los resultados son comparados con los obtenidos con el programa WinMLS.

4.2 CALIBRACIÓN

En este apartado se ha realizado la calibración. Para ello se ha utilizado un calibrador que emite una señal sinusoidal de 1KHz. El programa ha capturado durante 10 segundos esta señal, posteriormente ha calibrado el micrófono, obteniendo 94 dB en la banda de 1 KHz como se muestra en la imagen 6.

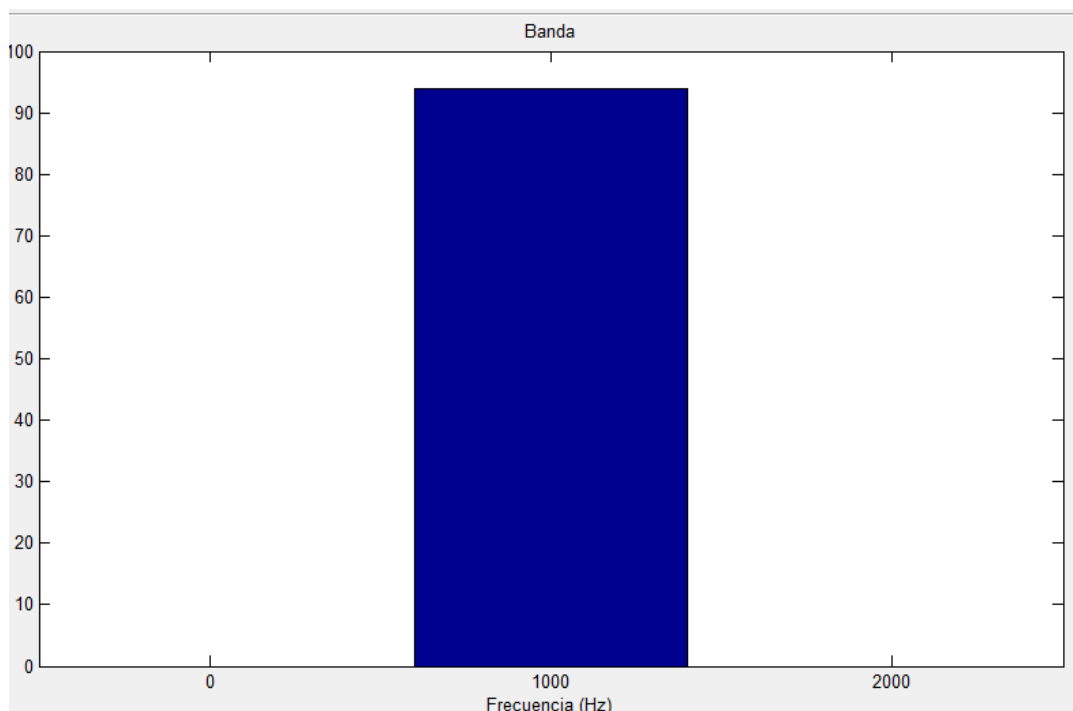


Imagen 6; Calibración del micrófono

4.3 ANALIZADOR DE NIVEL

Como se ha dicho anteriormente en este apartado lo que se hace es captar el ruido de fondo. Posteriormente el ruido de fondo es representado por bandas de octava o tercios de banda de octava.

A continuación se muestran dos imágenes, ambas están obtenidas en el laboratorio de acústica del departamento de física de la Universidad Pública de Navarra.

La imagen 7 muestra el ruido de fondo en bandas de octava y en la imagen 8 en tercios de bandas de octava. En ambas vemos como el nivel es elevado a bajas frecuencias, esto es debido a los sistemas de ventilación que se encuentran en la sala.

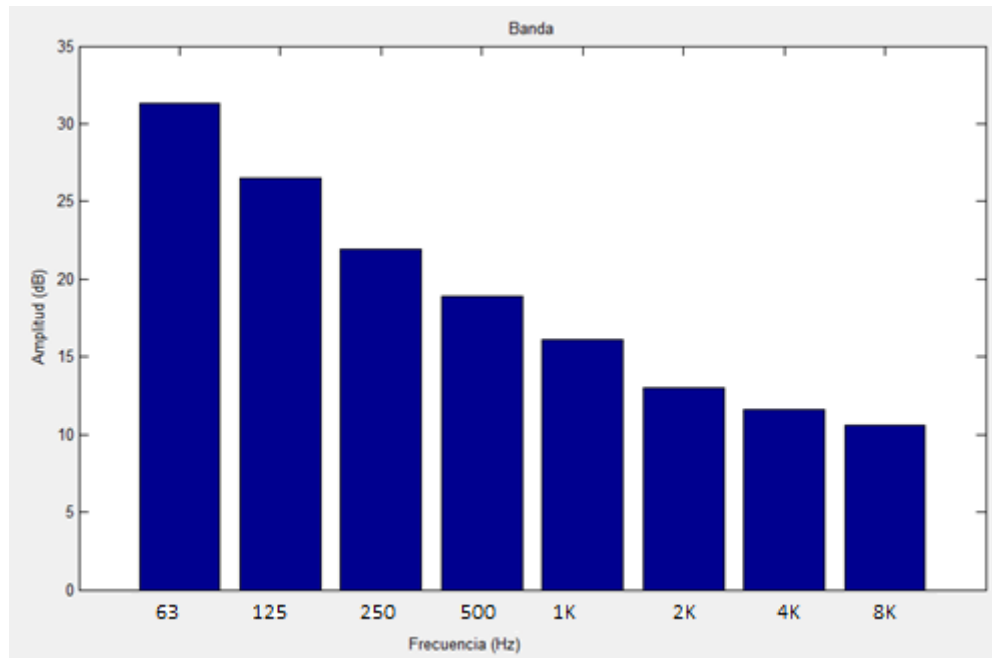


Imagen 7; Ruido de fondo en bandas de octava

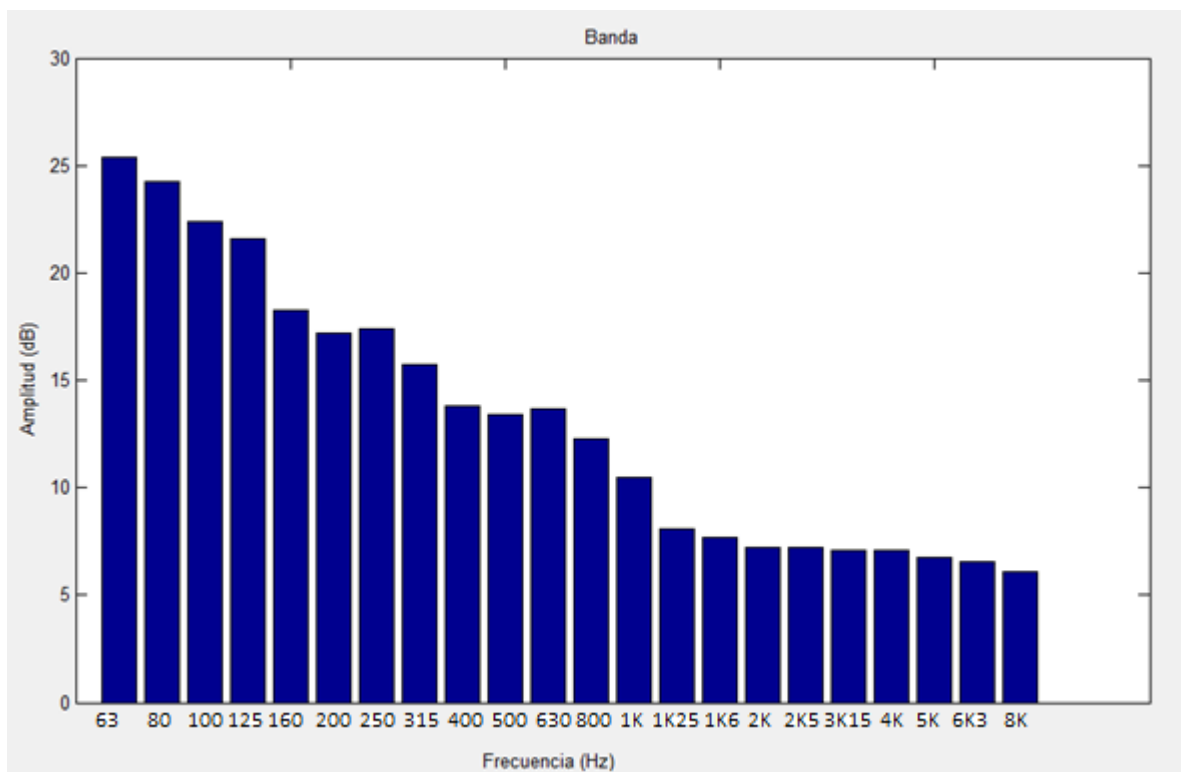


Imagen 8; Ruido de fondo en tercios de bandas de octava

4.4 SEÑALES DE EXCITACIÓN

Para el cálculo de la respuesta impulsiva el programa da la opción de utilizar diferentes señales de excitación. Las cuales se analizan a continuación:

4.4.1 Señal aleatoria (ruido rosa)

En la siguiente imagen se muestra el espectro de la señal aleatoria (ruido rosa) obtenido mediante el programa. En ella se ve como el ruido rosa es una señal con un espectro de frecuencias tal que su densidad espectral de potencia disminuye cuando la frecuencia aumenta.

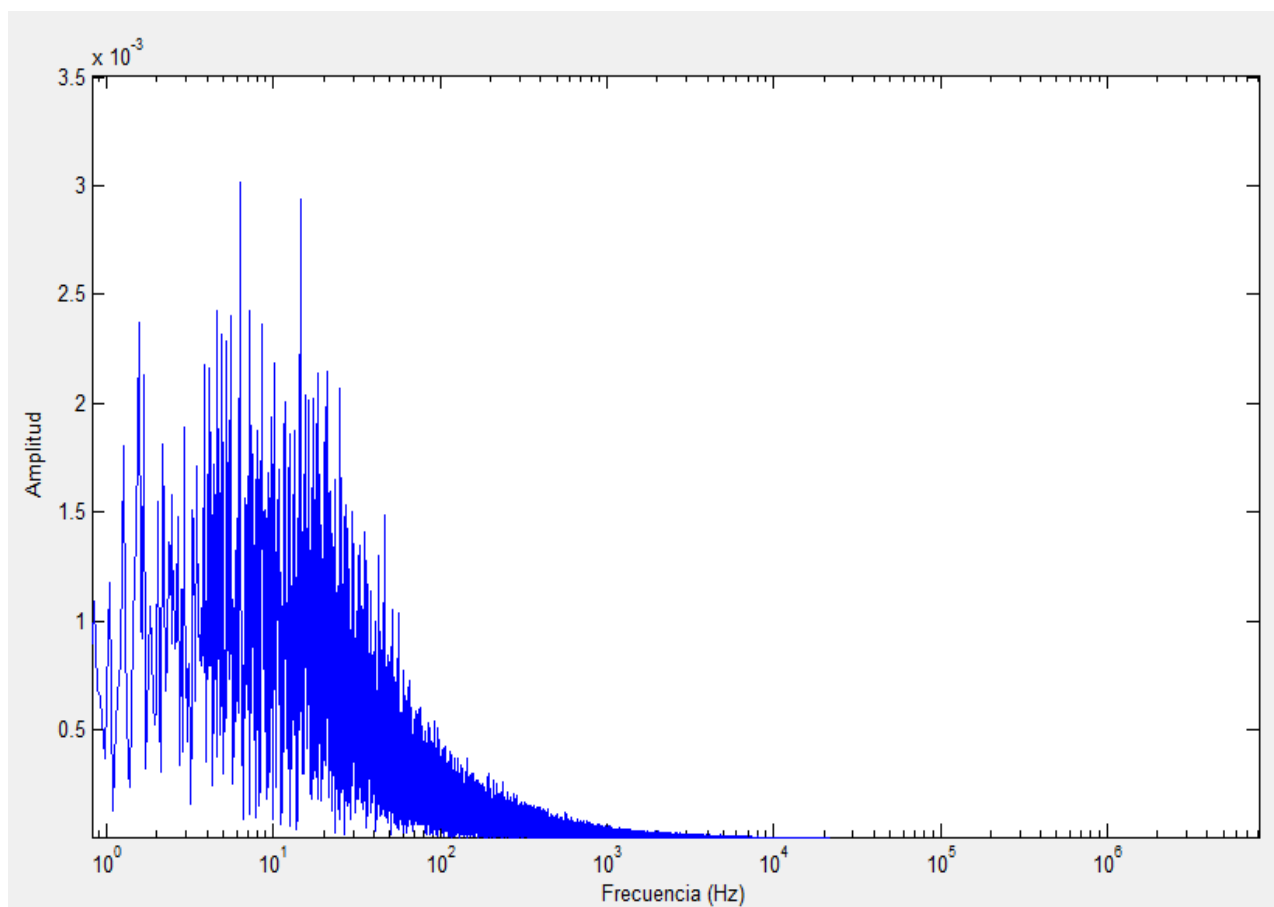


Imagen 9. Espectro de una señal de excitación aleatoria (ruido rosa)

4.4.2 Sweep Lineal

Como se ha dicho en la introducción teórica el sweep lineal tiene un espectro blanco, es decir tiene la misma densidad espectral de potencia en todas las frecuencias, como se muestra en la imagen 10.

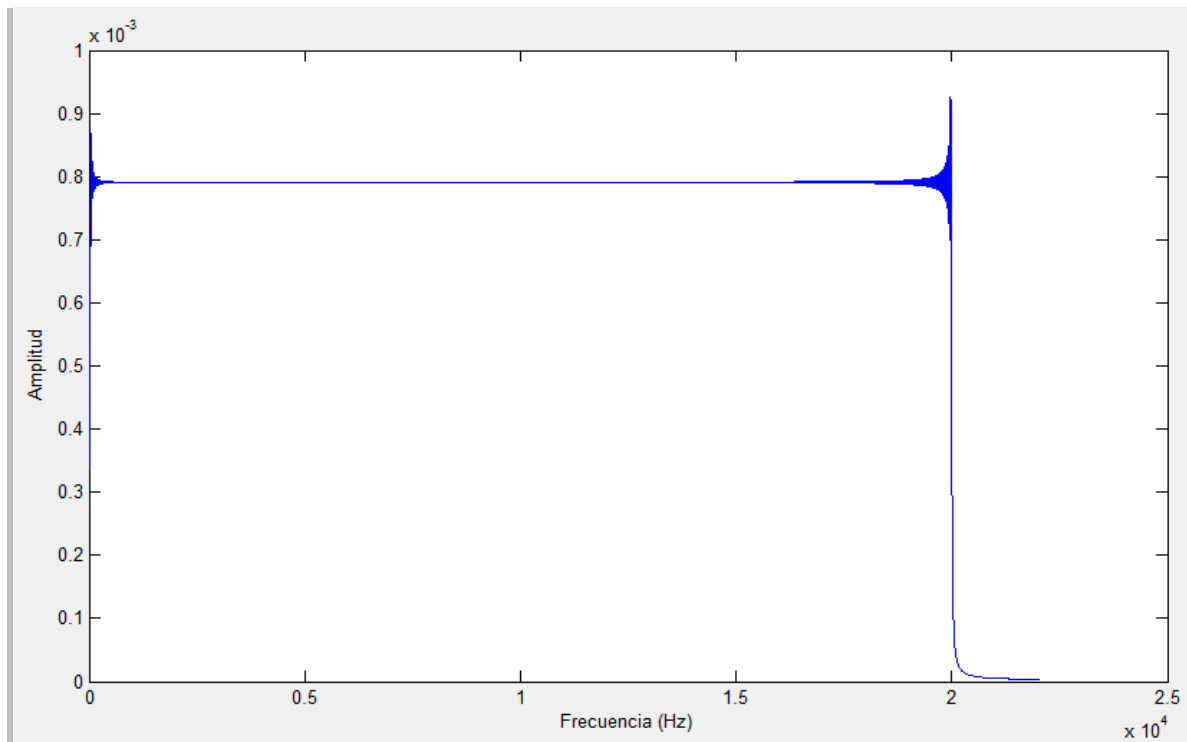


Imagen 10. Espectro sweep lineal

4.4.3 Sweep Logarítmico

El sweep logarítmico es una señal en cuyo espectro la densidad espectral de potencia va disminuyendo a medida que la frecuencia aumenta (Imagen 11).

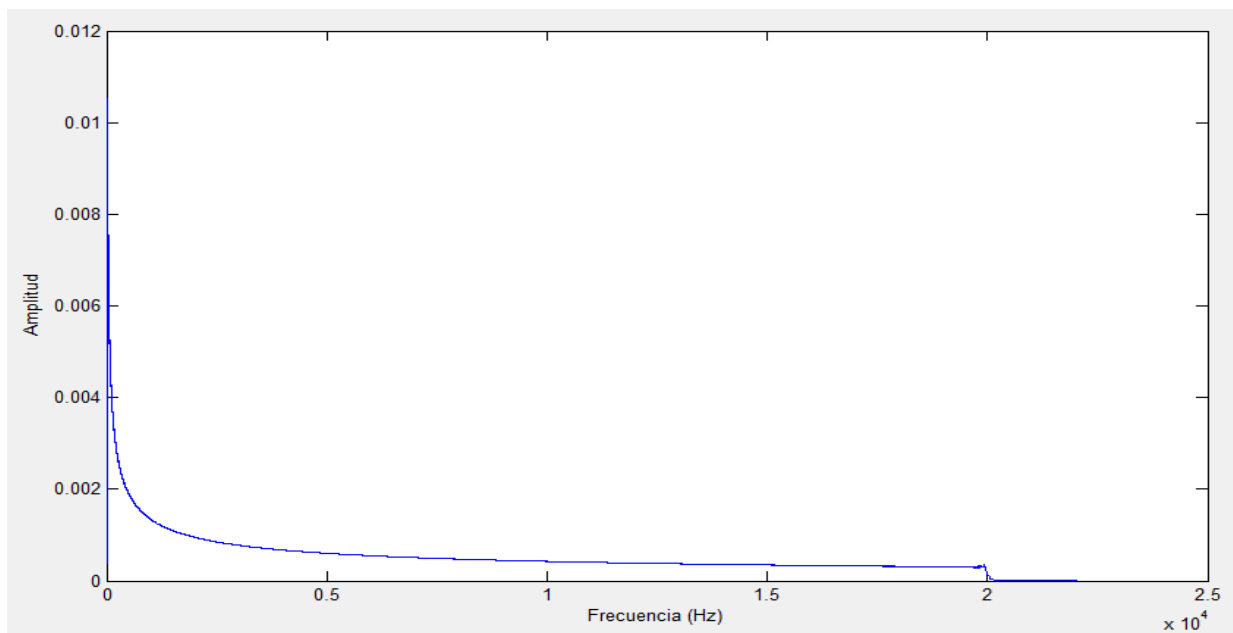


Imagen 11. Espectro sweep logarítmico

4.4.4 Sweep optimizado

A diferencia de las demás señales este sweep varía dependiendo del ruido de fondo que haya en la sala donde se vaya a utilizar el sweep. La imagen que viene a continuación corresponde al espectro de la señal utilizada en el laboratorio de acústica del departamento de física de la Universidad pública de Navarra. La densidad es mayor a bajas frecuencias ya que en la sala donde se ha realizado la medida los sistemas de ventilación producen un ruido elevado a bajas frecuencias.

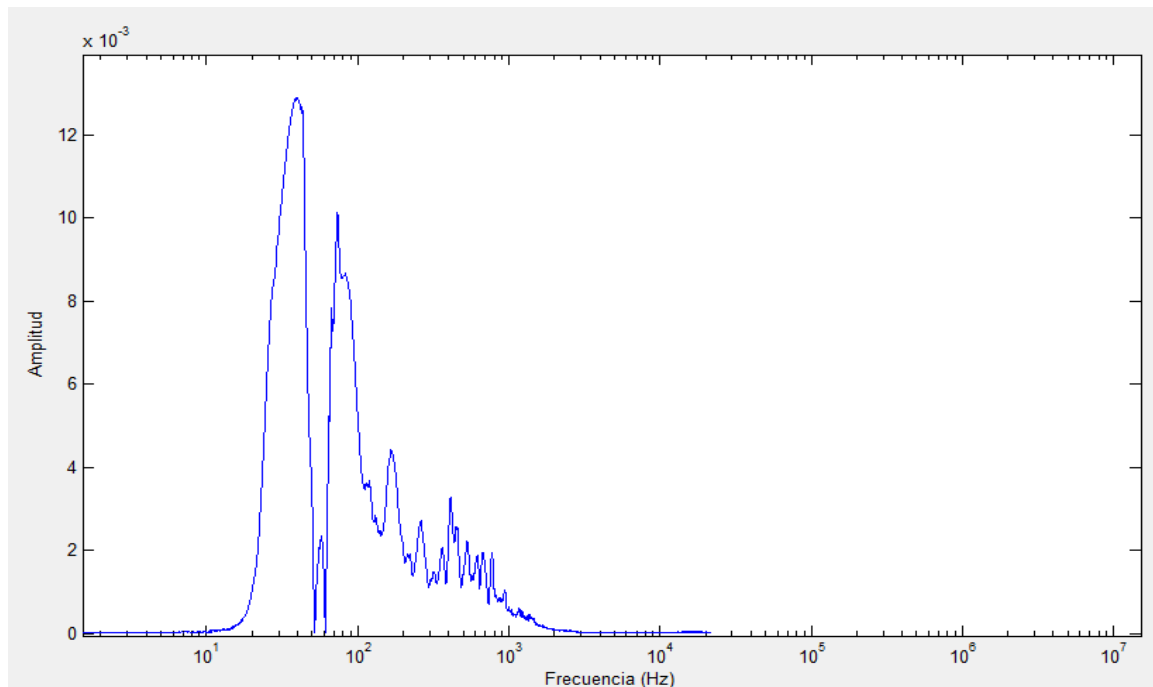


Imagen 12. Espectro del sweep optimizado

4.5 CALCULO DE LA RESPUESTA IMPULSIVA

Una vez obtenida la señal de excitación el programa da la opción de calcular la respuesta al impulso. A continuación se analizan los resultados obtenidos con cada una de las señales de excitación.

4.5.1 Señal Pseudoimpulsiva

En la pantalla que se muestra en la *imagen 14* se observa la respuesta impulsiva obtenida con una señal pseudoimpulsiva. En este caso solo ha sido grabada un canal, por lo que solo hay una señal capturada.

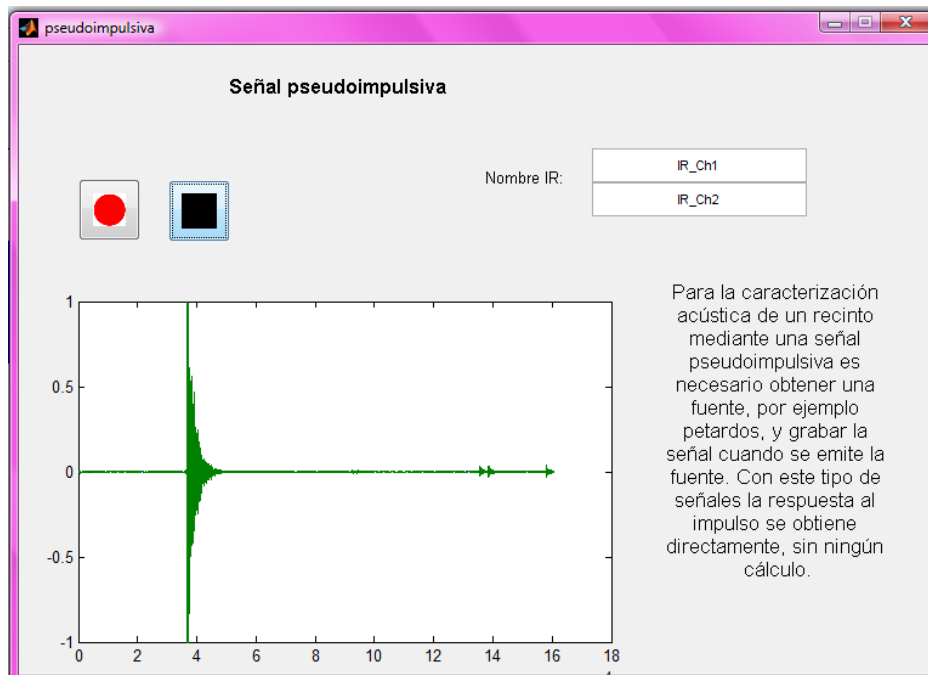


Imagen 14. Respuesta al impulso de una señal pseudoimpulsiva

4.5.2 Señal aleatoria

La señal que muestra la *imagen 15* corresponde a una respuesta impulsiva obtenida excitando la sala con una señal aleatoria.

En la *imagen 15* se muestran dos respuestas, la azul corresponde al micrófono grass y la verde al AT. Vemos como la amplitud es mayor en el segundo micrófono, esto se debe a una mayor ganancia de este.

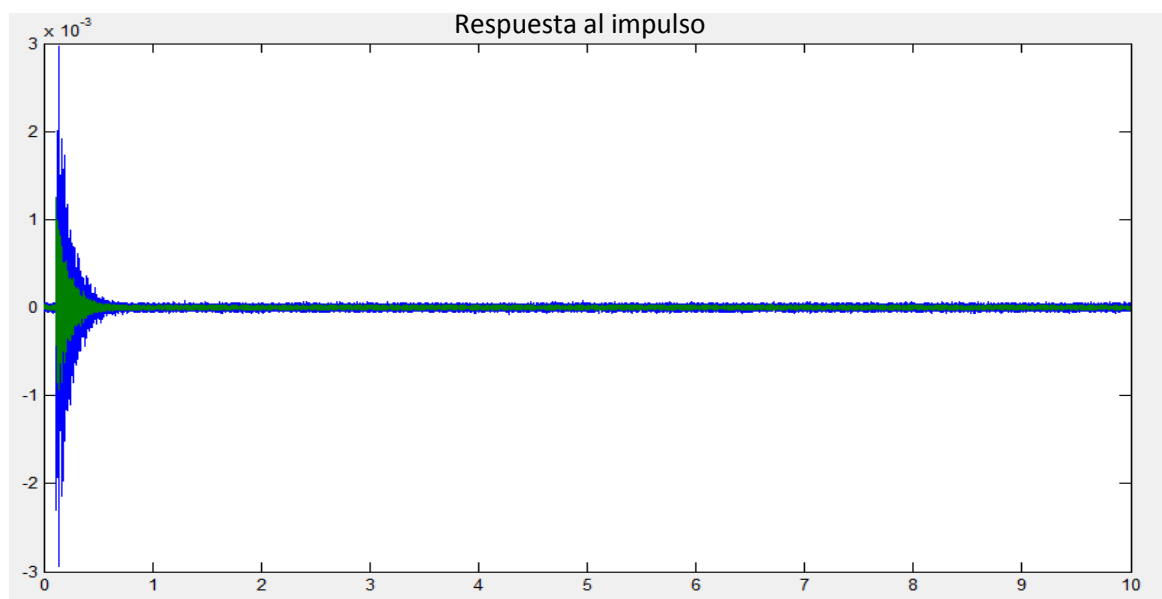


Imagen 15. Respuesta al impulso de una señal aleatoria

En ambas respuestas se ve como no se ha conseguido eliminar todo el ruido de fondo. Esto se debe a la poca relación señal ruido de la respuesta impulsiva.

4.5.3 Sweep Lineal

La *imagen 16* muestra la respuesta impulsiva conseguida al excitar la sala con un sweep lineal.

Al igual que en los casos anteriores podemos comprobar cómo la ganancia del micrófono grass es inferior a la del AT.

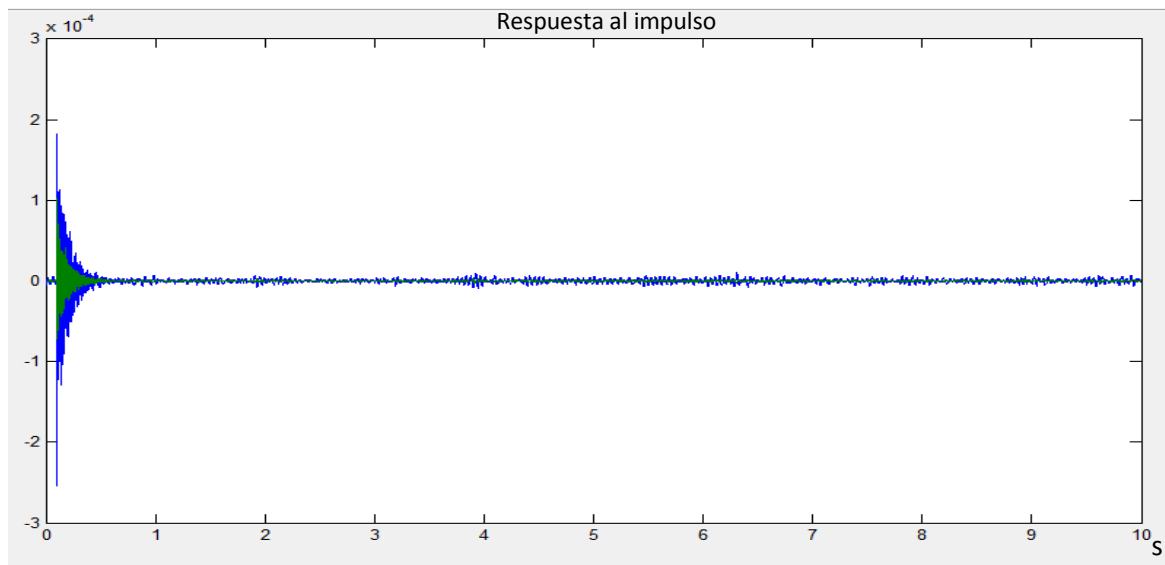


Imagen 16. Respuesta al impulso de un sweep lineal

4.5.4 Sweep logarítmico

Los resultados al utilizar un sweep logarítmico son muy parecidos a los obtenidos en el caso anterior, se muestran en la *imagen 17*.

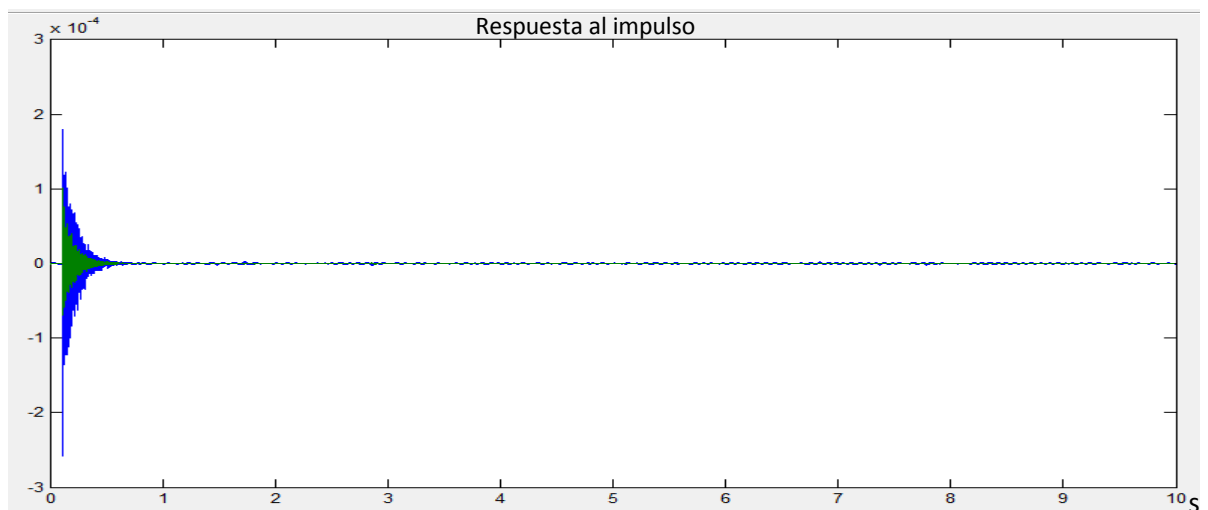


Imagen 17. Respuesta al impulso de un sweep logarítmico

4.5.5 Sweep optimizado

Por último la respuesta al impulso ha sido calculada mediante un sweep optimizado, *imagen 18*.



Imagen 18. Respuesta al impulso con un sweep optimizado

En este caso ambas señales tienen la misma amplitud, esto se debe a que han sido normalizadas.

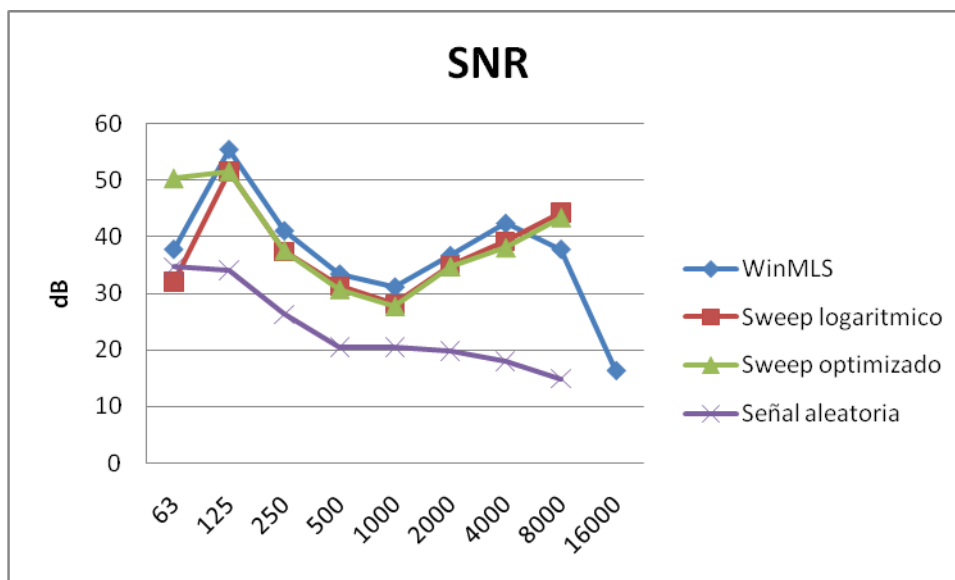
4.5.6 Comparación de resultados con WinMLS

Para finalizar el análisis de la respuesta al impulso se comparan los resultados obtenidos con Areto Master con los de WinMLS. Con el software elaborado se han utilizado 3 tipos de señales de excitación, señal aleatoria de 30 s, sweep logarítmico de 30 s y sweep optimizado de 30 s, y con WinMLS un sweep logarítmico de 30 s.

Todas las respuestas al impulso han sido capturadas en el nuevo conservatorio Pablo Sarasate de Pamplona.

SNR

En la siguiente gráfica (*gráfica 1*) muestra la relación señal ruido obtenida con las diferentes señales de excitación.

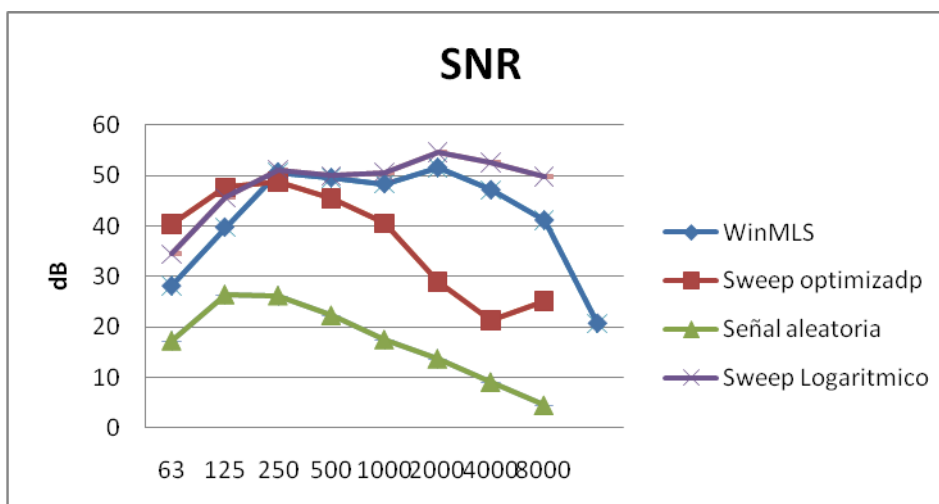


Gráfica 1. SNR Conservatorio Pablo Sarasate

En la gráfica se observa como los valores de la señal aleatoria son inferiores a los de las demás señales de excitación. Este resultado es esperado, ya que este tipo de señales no tiene una buena relación señal-ruido.

Sin embargo en ella se aprecian dos resultados que no son como se esperaban. La SNR del sweep logarítmico y el de WinMLS deberían tener los mismos valores, ya que ambos son iguales, es decir, son sweep logarítmicos de 30 segundos de duración. Otra diferencia es que el sweep optimizado no tiene una relación señal ruido elevada a los otros dos sweep. Esto se debería notar a altas frecuencias puesto que este sweep transcurriría mucho tiempo en ellas.

Debido a estas dos últimas carencias se volvió a medir en el laboratorio de Acústica la relación señal-ruido, y así poder observar si el caso anterior había sido un caso aislado. En la gráfica 2 se ve la SNR del laboratorio de acústica de la Universidad pública de Navarra.

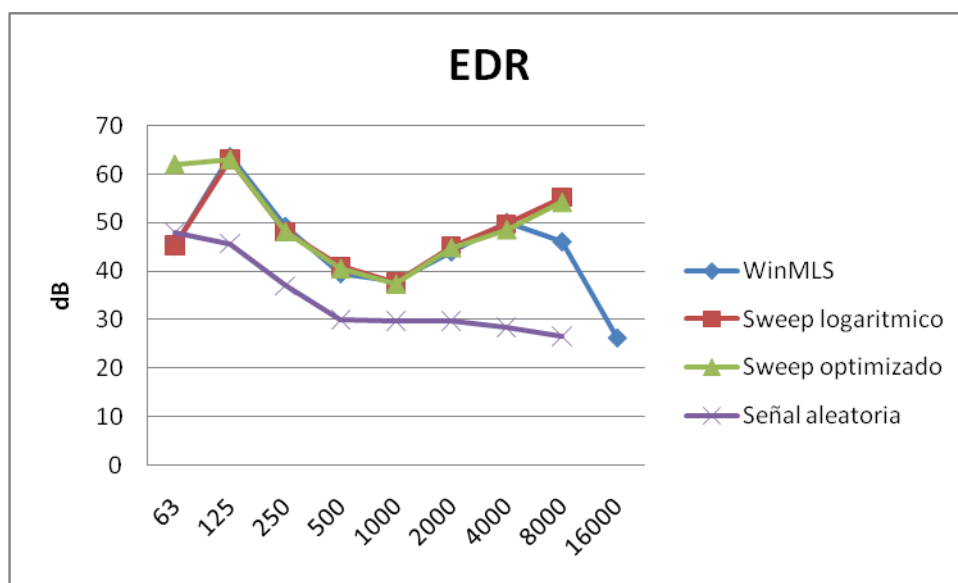


Gráfica 2. SNR laboratorio de acústica

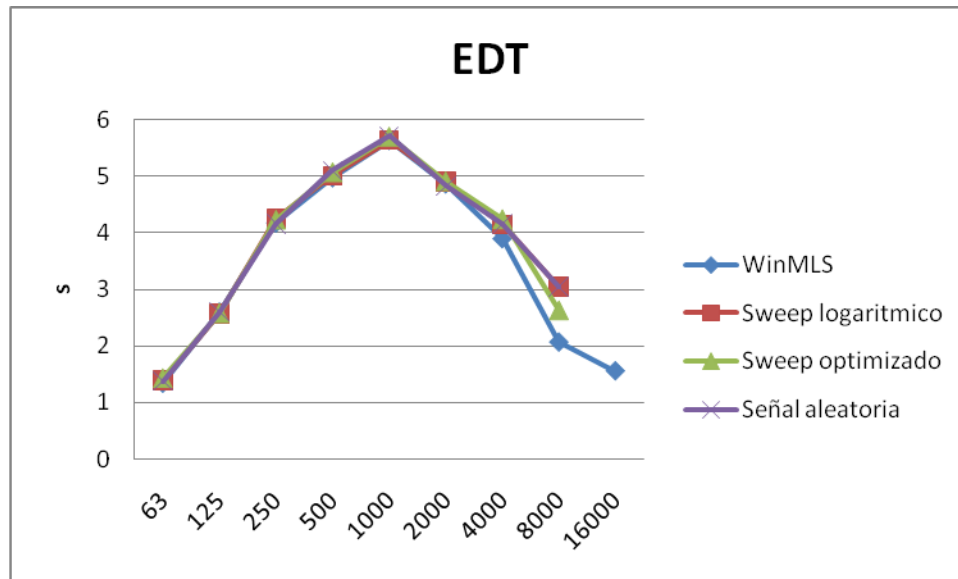
En la gráfica se ve como la SNR entre el sweep logarítmico y el de WinMLS se asemejan más. Y en el caso del sweep optimizado la SNR a bajas frecuencias es elevada a las demás señales de excitación, esto se debe a que en la sala el ruido de fondo es elevado.

EDR

En la siguiente gráfica se aprecia como en el caso del EDR ocurre lo mismo que con SNR.



Gráfica 3. EDR conservatorio Pablo Sarasate

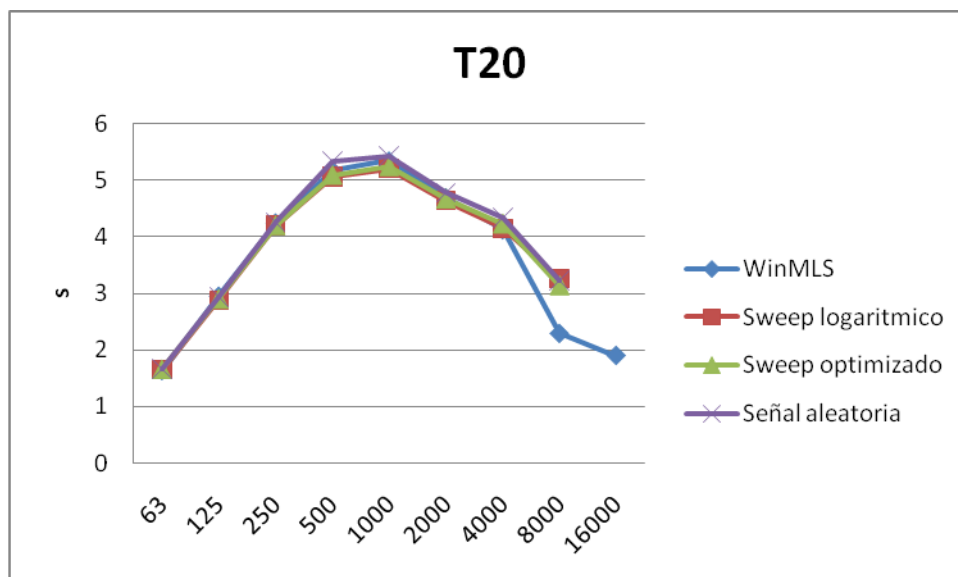
EDT

Gráfica 4. EDT conservatorio Pablo Sarasate

En el caso que se muestra a continuación (gráfica 4) se puede observar como los valores apenas difieren de un tipo de señal a otro. En la frecuencia de 8000 Hz es donde más difieren los valores.

T20

Al igual que en el EDT los resultados obtenidos se asemejan mucho en todas las frecuencias, siendo la banda de 8 KHz la que menos se asemeja.



Gráfica 5. T20 conservatorio Pablo Sarasate

T30

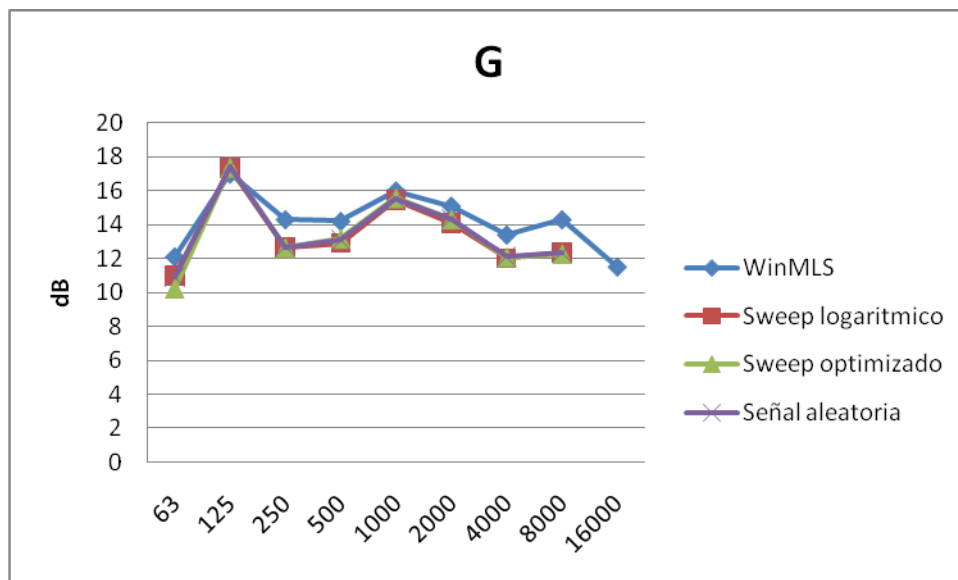
Al igual que en los dos últimos casos los resultados proporcionados son los mismos. (gráfica 6)



Gráfica 6. T30 conservatorio Pablo Sarasate

G

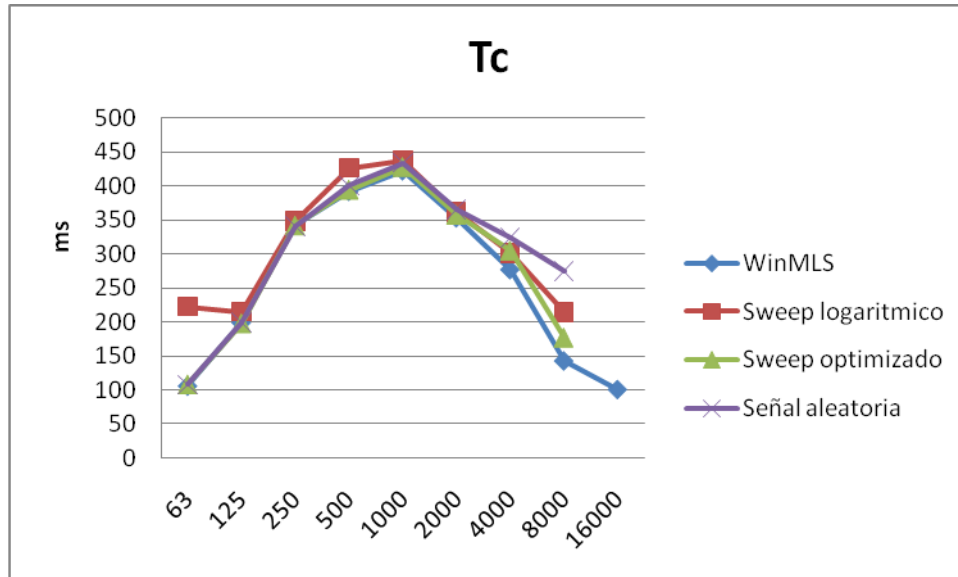
La sonoridad (gráfica7) obtenida con WinMLS obtiene valores más elevados que los obtenidos con Areto Master.



Gráfica 7. G conservatorio Pablo Sarasate

Tc

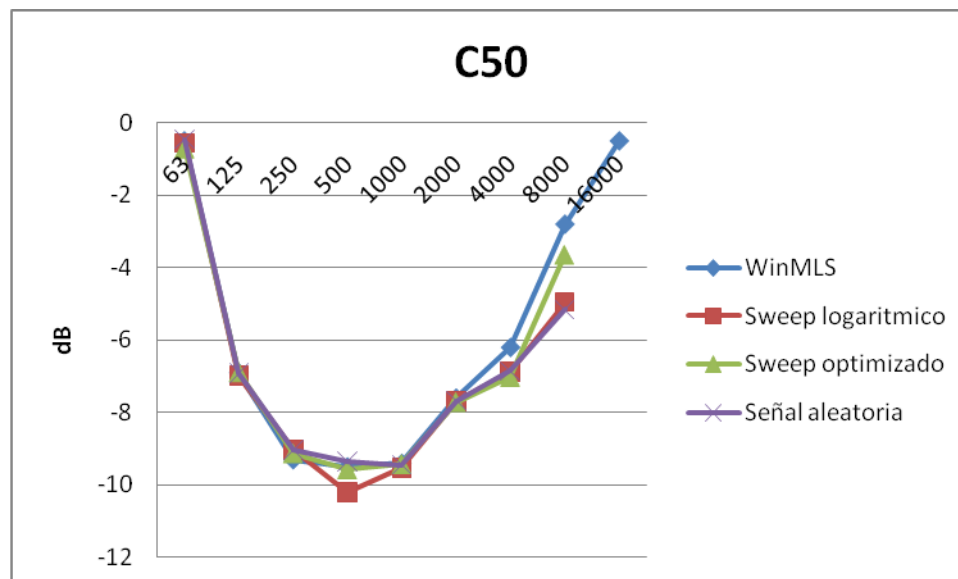
En el siguiente caso vemos como los valores proporcionados son bastante parecidos, menos en la banda de 63 Hz en el caso del sweep logarítmico, en la cual se obtienen valores elevados y el la banda de 8 KHz, siendo aquí donde los valores de las distintas señales de excitación no coinciden.



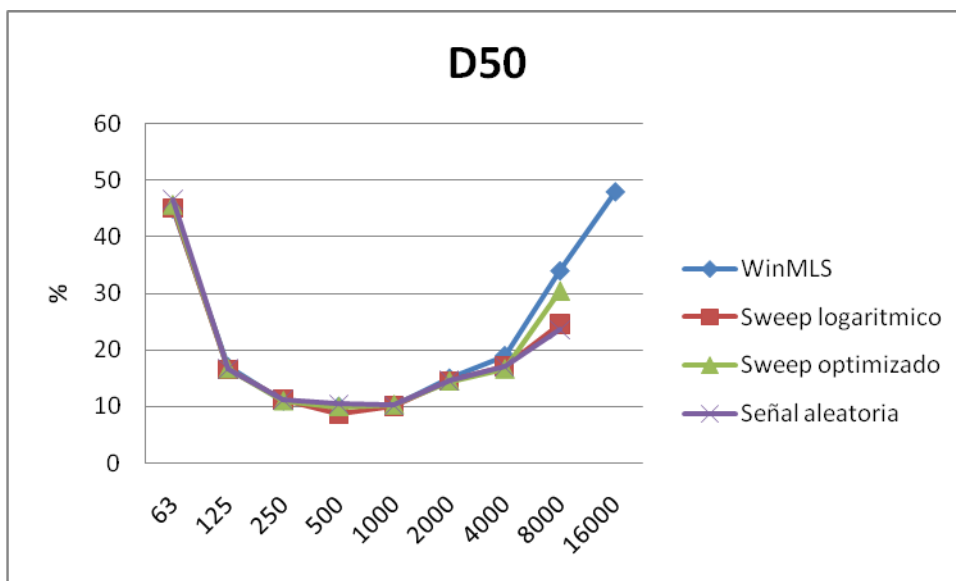
Gráfica 8. Tc Conservatorio Pablo Sarasate

C50 y D50

En los casos de C50 y D50 los valores obtenidos son muy parecidos en todos los casos menos en la banda de 8 KHz donde los valores son diferentes para cada caso. (Gráfica 9)



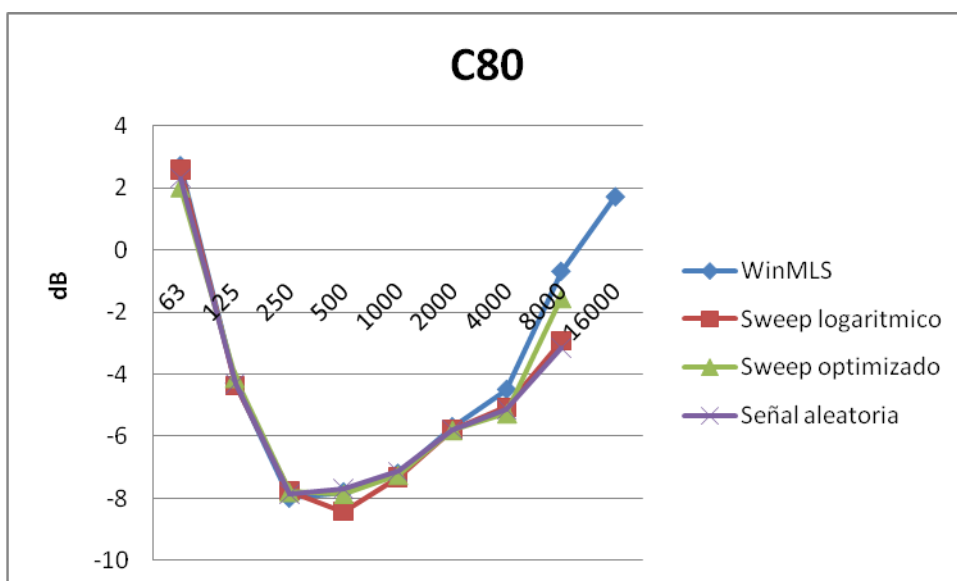
Gráfica 9. C50 conservatorio Pablo Sarasate



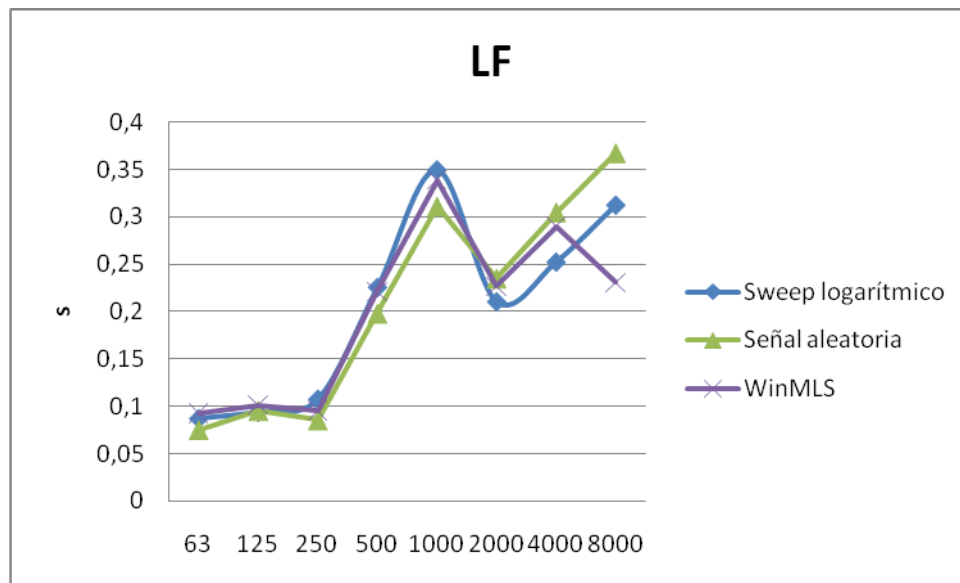
Gráfica 9. D50 Conservatorio Pablo Sarasate

C80

Como se puede apreciar en la *gráfica 11* sucede lo mismo que en caso anterior.



Gráfica 10. C80 conservatorio Pablo Sarasate



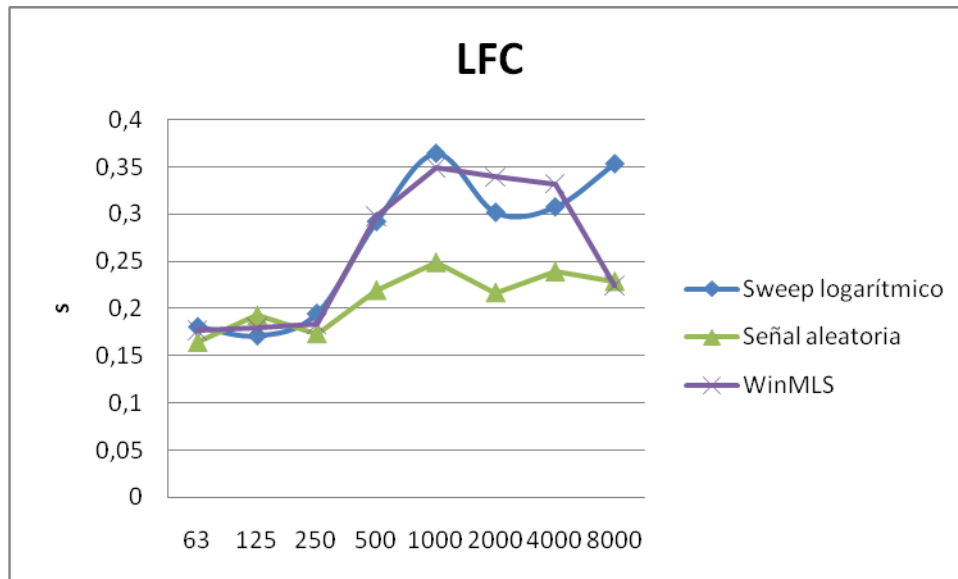
Gráfica 12. LF conservatorio Pablo Sarasate

LF

Los resultados obtenidos en el cálculo de la facción de energía son similares en todos los casos menos en el caso del sweep optimizado. Los resultados sobre todo difieren a altas frecuencias, esto se debe a la baja relación señal ruido de este método a altas frecuencias.

LFC

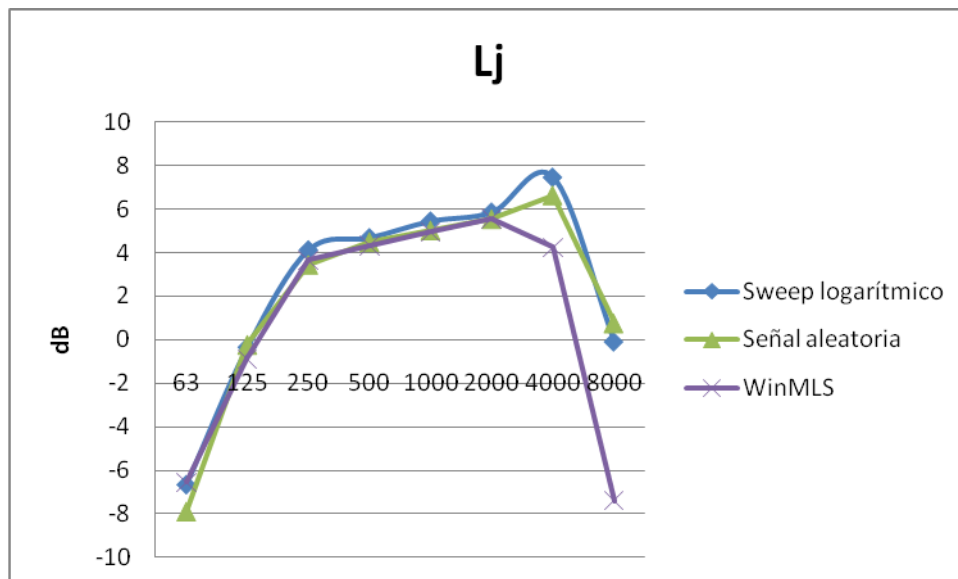
En la siguiente gráfica se muestra como los resultados obtenidos son muy parecidos en todas las bandas de frecuencia menos en los obtenidos con el sweep optimizado, siendo estos más elevados que los demás.



Gráfica 11. LFC Conservatorio Pablo Sarasate

Lj

Por último en el caso (gráfica 14), la energía lateral tardía, ocurre lo mismo que en los dos últimos casos.



Gráfica 12. Lj conservatorio Pablo Sarasate

4.6 CÁLCULO DE PARÁMETROS

A la hora de calcular los parámetros el programa nos da la opción de elegir entre el tipo de filtrado (por bandas de octava o por tercios de bandas de octava) y en qué momento se enventana la señal (antes o después del filtrado). Por ello los resultados se van a comparar dependiendo del tipo de filtrado utilizado.

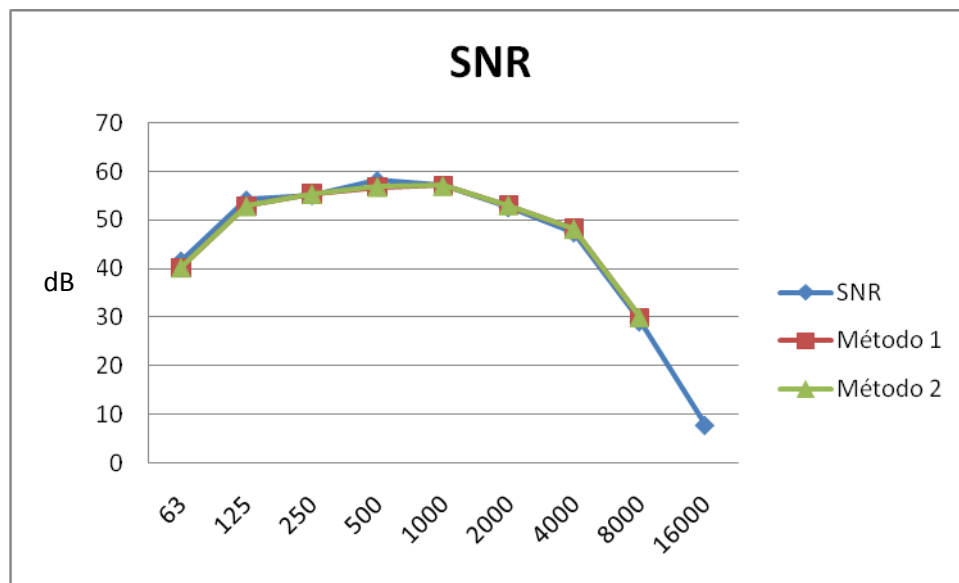
4.6.1 Comparativa de los resultados en bandas de octava con WinMLS

A continuación se analizan los resultados obtenidos mediante el filtrado por bandas de octava. En él se comparan los resultados de WinMLS con los obtenidos en el método 1 (primero se realiza el enventanado y después el filtrado) y método 2 (primero se filtra la señal y después se enventana).

SNR

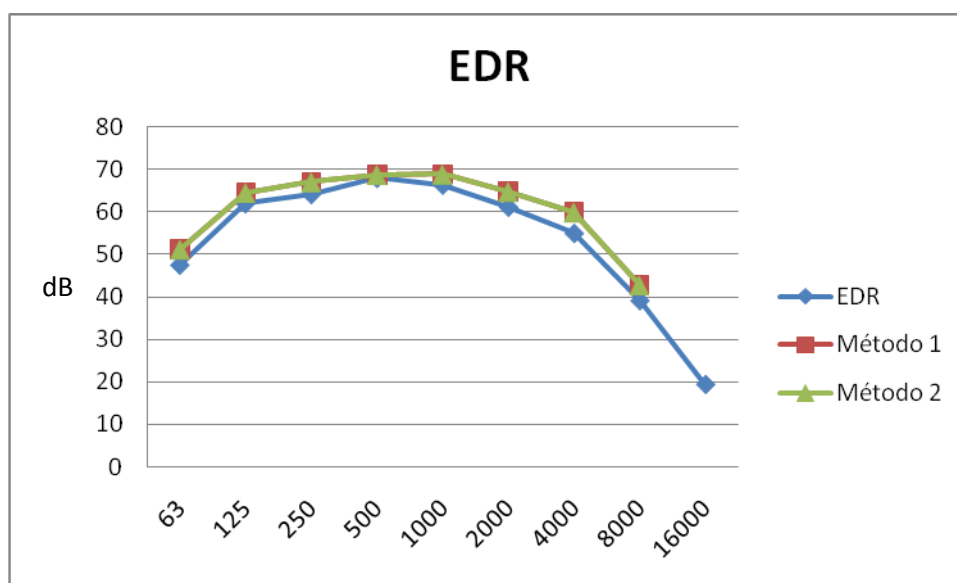
En la gráfica se observa como la relación señal ruido es similar a la presentada por WinMLS. La relación señal ruido estimada se considera óptima.

EDR



Gráfica 13. SNR

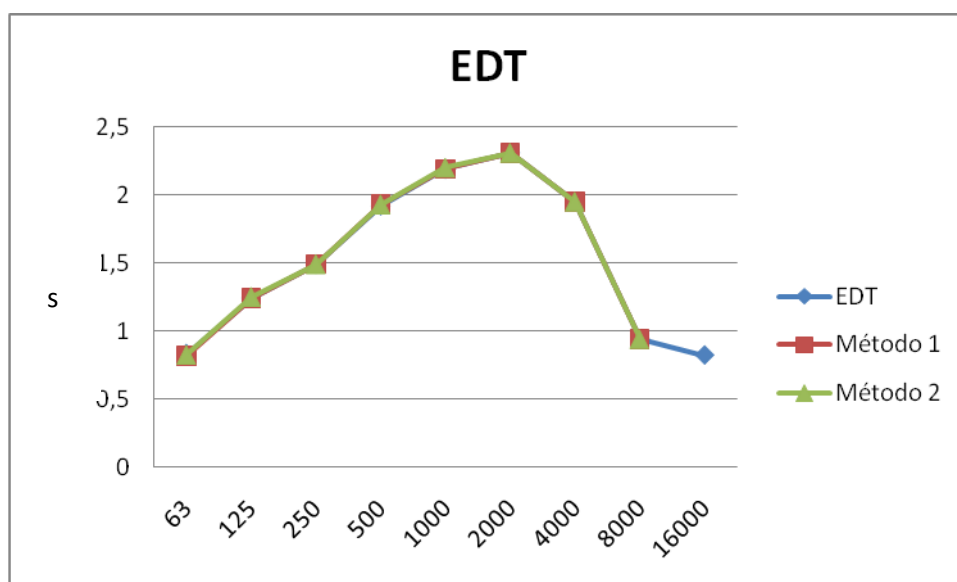
En el caso del EDR, parámetro similar al SNR, los resultados no son tan similares como en el caso anterior. Par el caso de los métodos implementados, a altas frecuencias se consigue un rango de caída eficaz mayor.



Gráfica 14. EDR

EDT

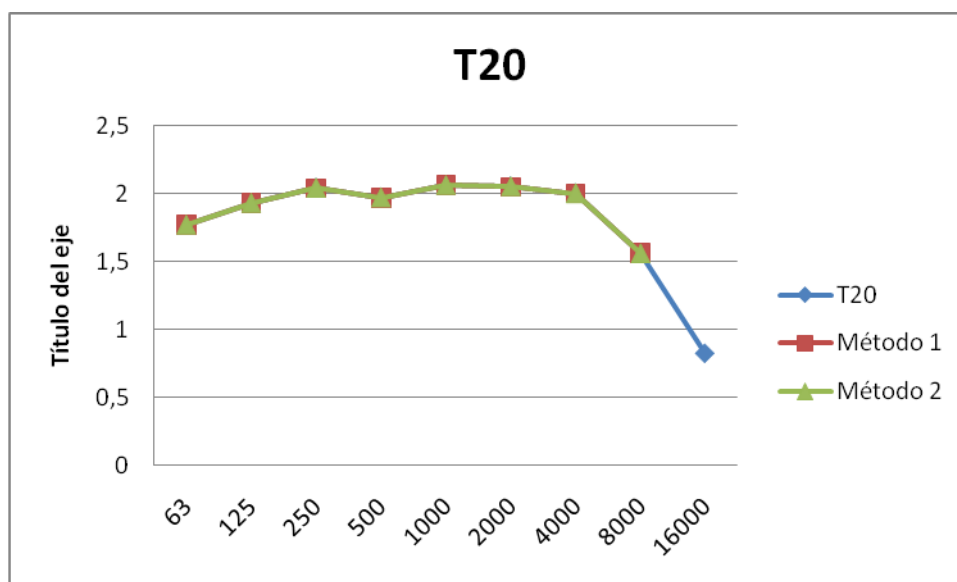
En caso que se muestra a continuación se puede apreciar como los valores apenas difieren, aportando así los mismos resultados en los tres casos.



Gráfica 15. EDT

T20

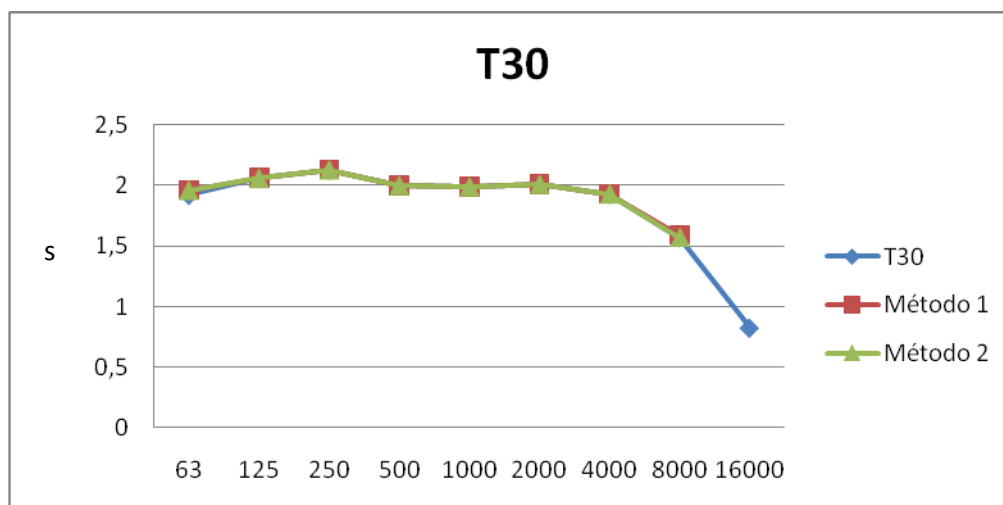
Al igual que en el caso anterior ambos métodos y WinMLS proporcionan los mismos resultados.



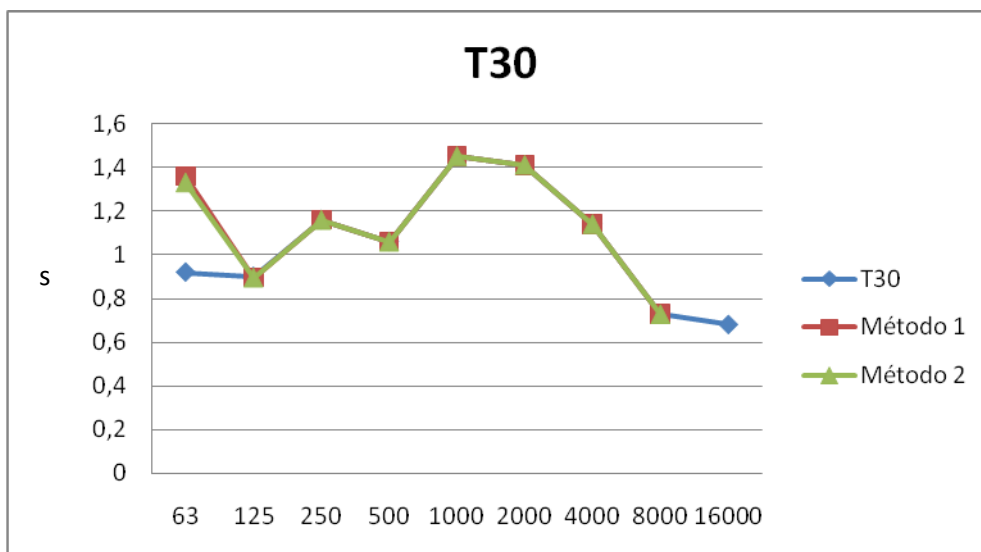
Gráfica 16. T20

T30

En este caso hay casos en los que el valor en la banda centrada en 63 Hz proporciona un valor elevado al de WinMLS. En la gráfica que se muestra a continuación se ve como el primer caso (*gráfica 19*) los valores son iguales a los de WinMLS y en el segundo caso (*gráfica 20*) la banda de 63 Hz es inferior a los resultados obtenidos.



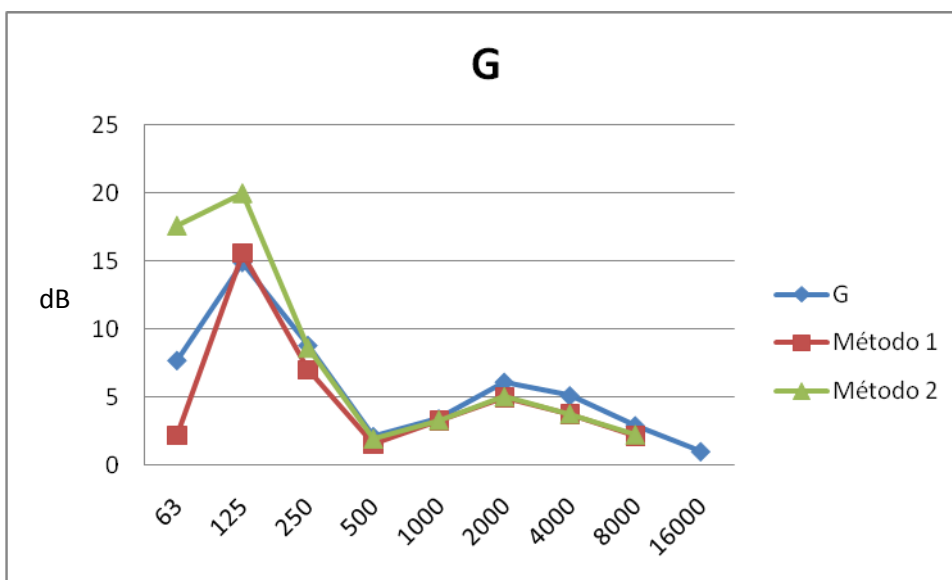
Gráfica 19. T30



Gráfica 18. T30

G

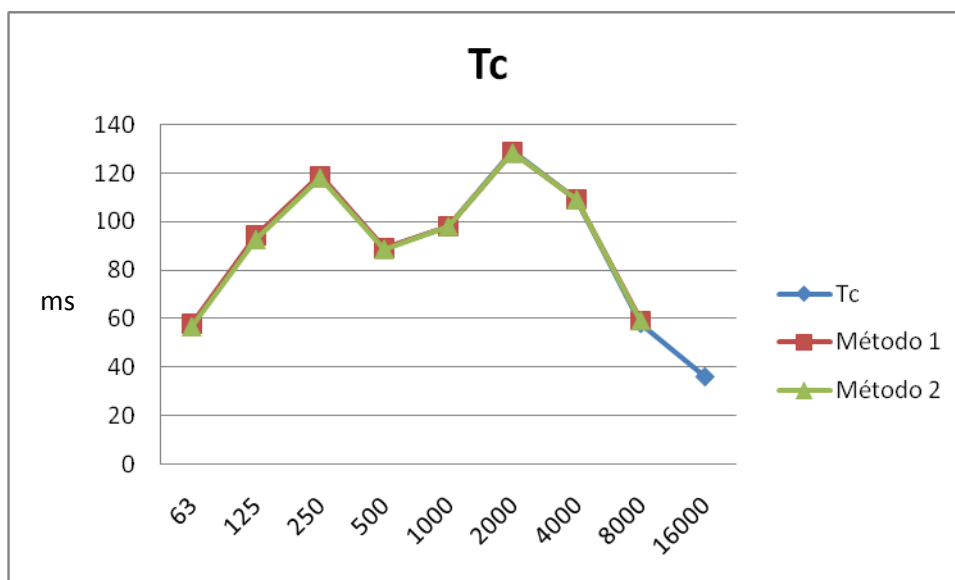
La sonoridad es el parámetro que menos se asemeja de todos. A bajas frecuencias el método 1 es inferior al de WinMLS y el método 2 elevado. A medias y altas frecuencias los valores de ambos métodos apenas difieren, pero el valor de WinMLS se queda por encima de ambos.



Gráfica 19. G

Tc

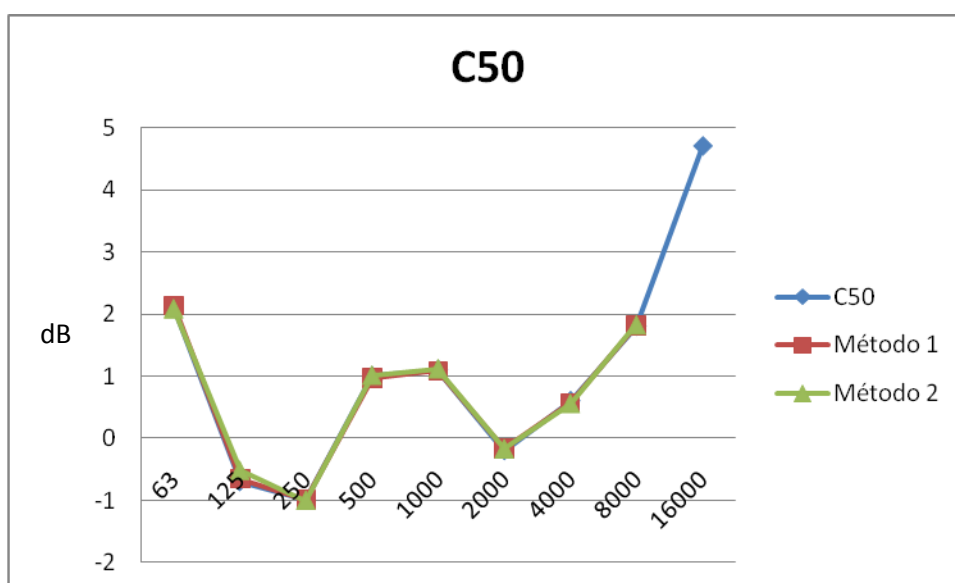
En el siguiente caso ambos métodos proporcionan valores idénticos a los de WinMLS.



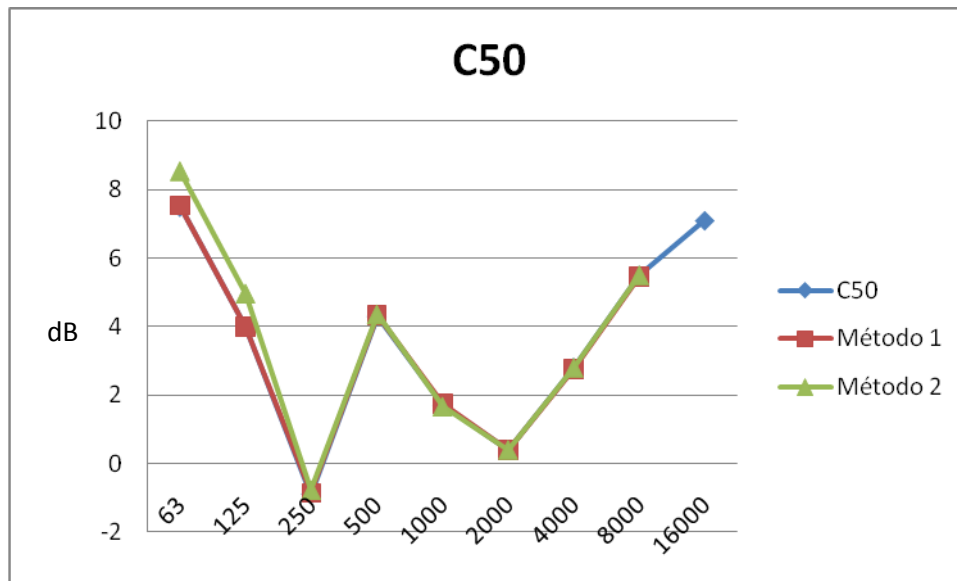
Gráfica 20. Tc

C50

En el caso del C50 los valores de ambos métodos apenas difieren de los obtenidos con WinMLS. Sin embargo en los casos que el T30 es mayor al de WinMLS en la banda de 63 Hz el método 2 da un valor superior al de WinMLS (gráfica 24).



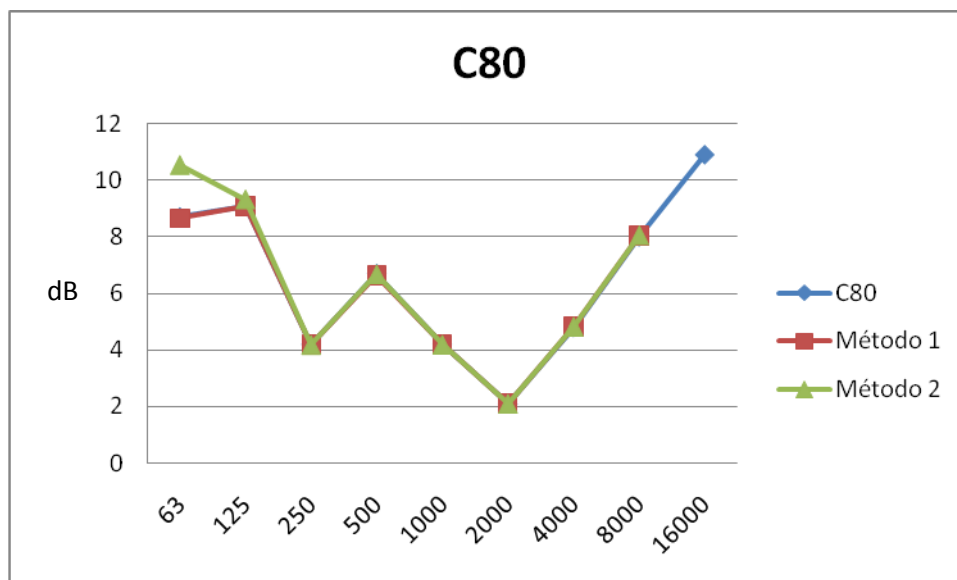
Gráfica 21. C50



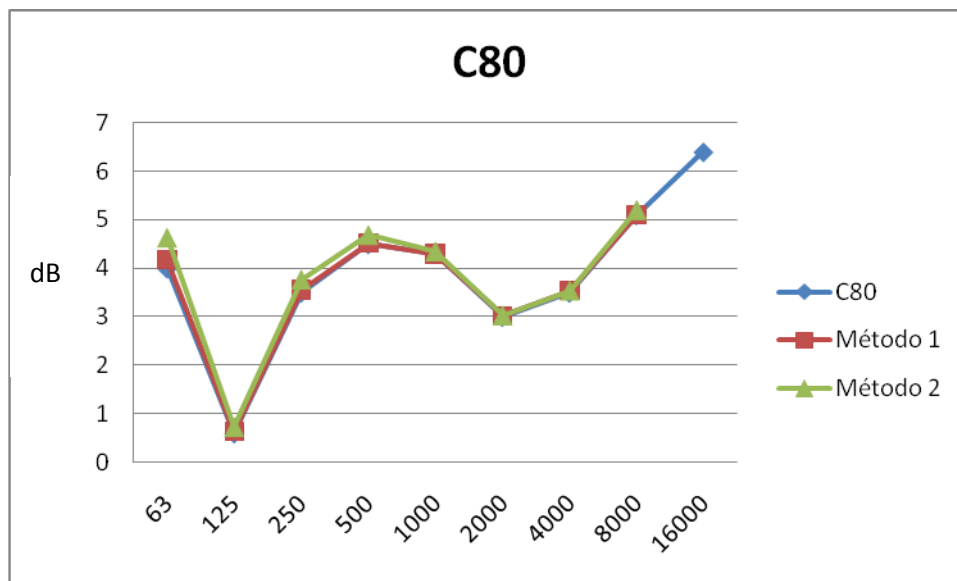
Gráfica 22. C50

C80

En el siguiente caso, como se puede apreciar en las gráficas de abajo, sucede lo mismo que en caso anterior.



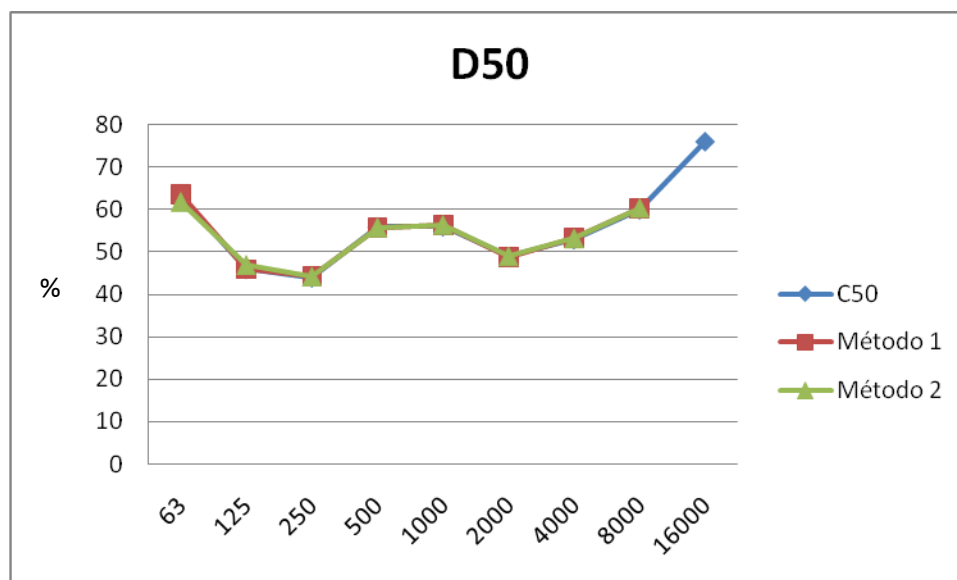
Gráfica 23. C80



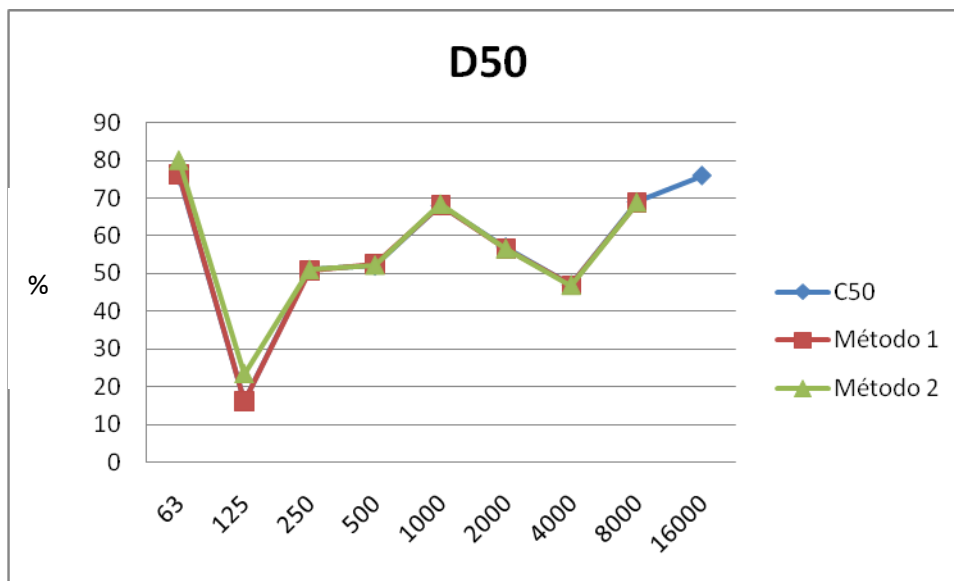
Gráfica 24. C80

D50

Conociendo la definición del D50 y sabiendo que está estrechamente relacionado con el parámetro C50. Se observa claramente, como ocurre lo mismo que en el C50, en la banda centrada en 63 Hz, el método 2 proporciona un valor mayor cuando el T30 es superior al de WinMLS.



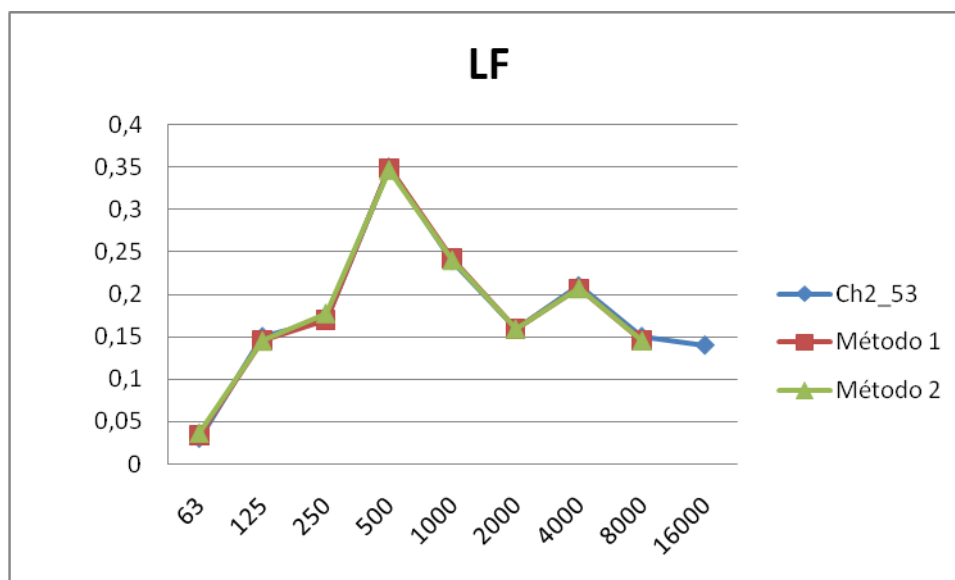
Gráfica 25. D50



Gráfica 26. D50

LF

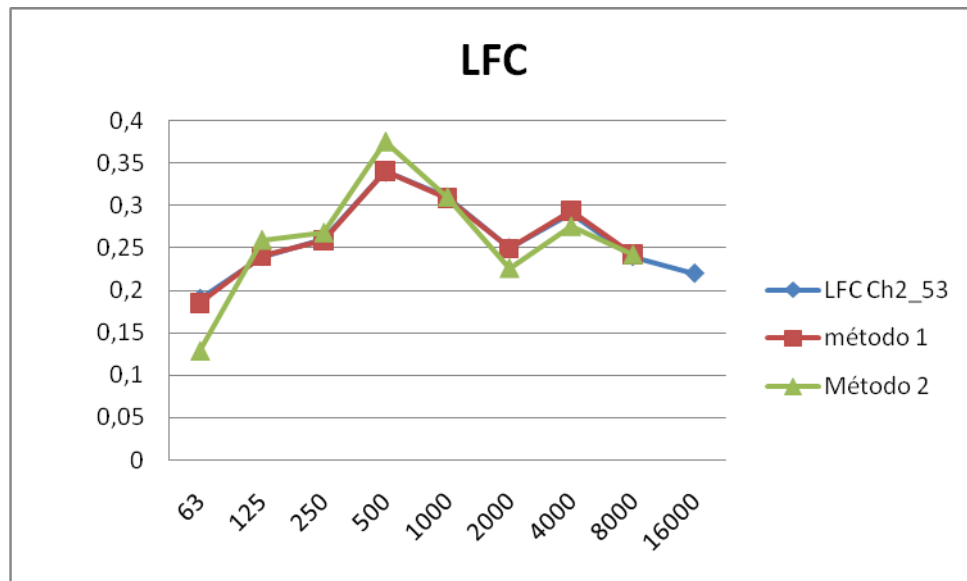
Los resultados obtenidos en el cálculo de la fracción de energía son similares a los obtenidos con WinMLS.



Gráfica 27. LF

LFC

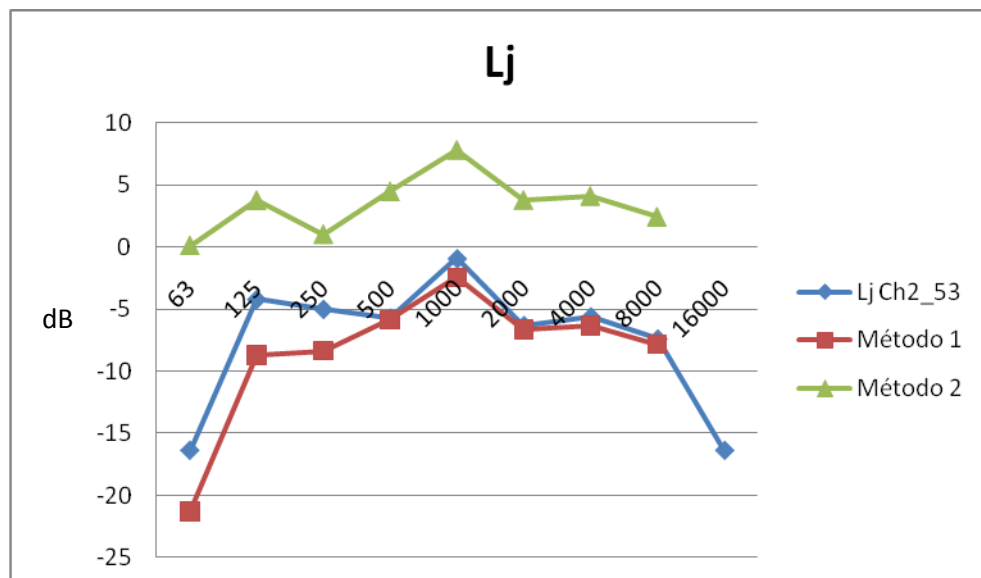
En la siguiente gráfica se observa como los valores del método 1 son muy similares a los aportados por WinMLS, mientras el método 2 proporciona unos resultados más dispares.



Gráfica 28. LFC

Lj

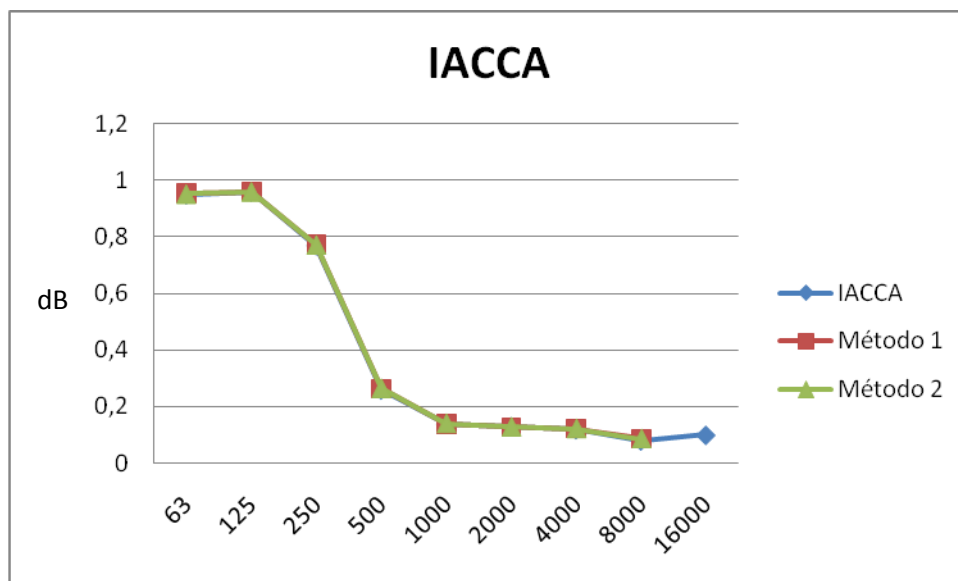
El cálculo de la energía lateral tardía resulta menos preciso. Ocurre que en varias bandas de octava ambos métodos proporcionan resultados más dispares a los ofrecidos por el programa WinMLS. Sin embargo los valores del método 1 se asemejan más a los de WinMLS.



Gráfica 29. Lj

IACCA

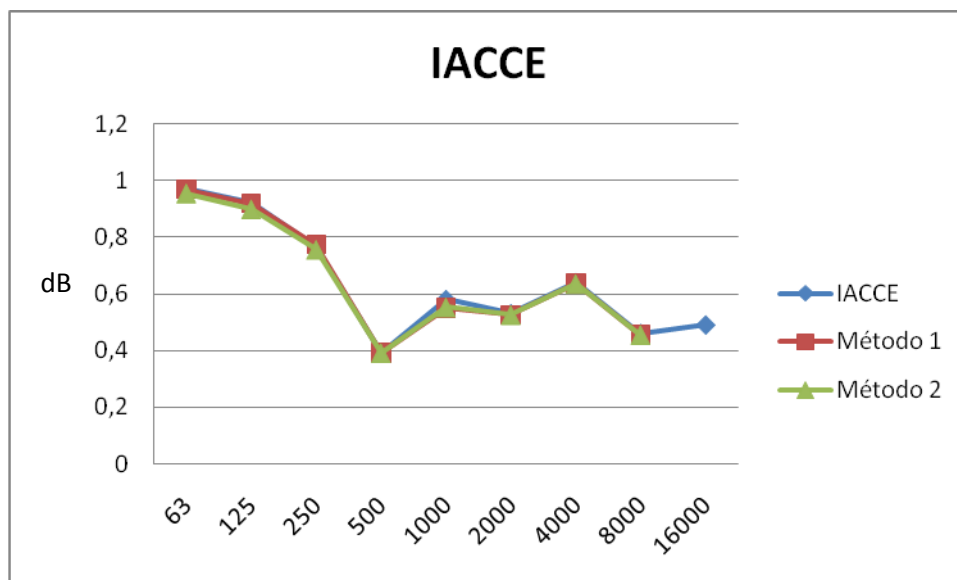
Para este caso las diferencias entre métodos son mínimas.



Gráfica 30. IACCA

IACCE

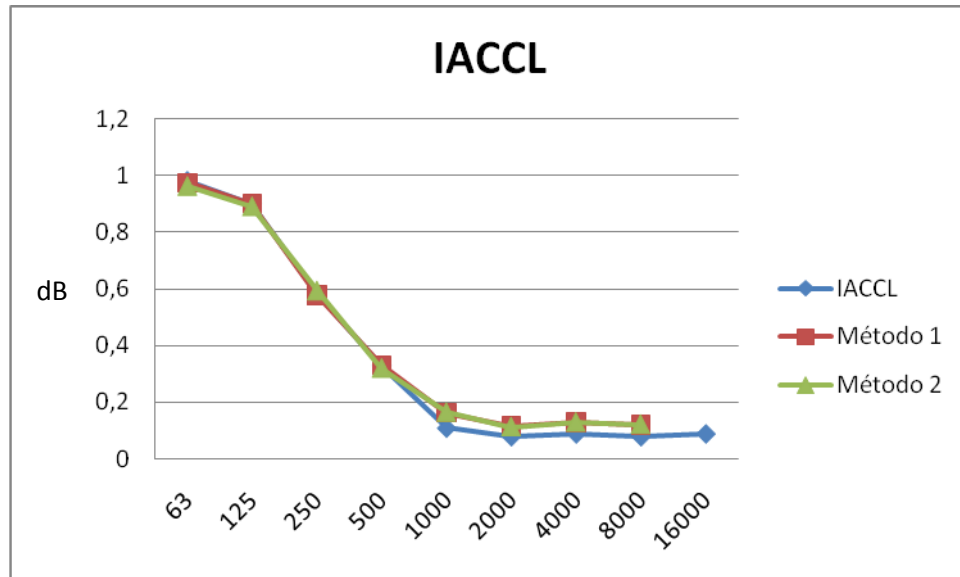
Al igual que en el caso anterior las diferencias entre ambos métodos y WinMLS es mínima.



Gráfica 31. IACCE

IACCL

Como se puede observar en la siguiente gráfica a medias y altas frecuencias los valores obtenidos con ambos métodos son superiores a los obtenidos con WinMLS.



Gráfica 32. IACCL

4.6.2 Análisis genérico con más señales

A continuación se prosigue con la valoración de los métodos utilizados. Para ello se realiza un análisis más genérico con más señales proporcionadas por el programa WinMLS. El análisis se ha realizado en 4 partes puesto que el programa da la opción de elegir tipo de filtrado y cuando realizar el inventanado.

Método 1- Los resultados de WinMLS son comparados con los obtenidos con el programa de la siguiente manera, primero realizando un inventanado de la señal con un posterior filtrado en bandas de octava. (Recomendado por la ISO 3382-2010)

Método 2- En este caso la comparación de WinMLS se realiza con una señal a la que primero se realiza el filtrado de la señal en bandas de octava y luego el inventanado.

Método 3- Este tercer caso es muy parecido al primero, la única diferencia entre ambos es que en este el filtrado que se realiza es por tercios de bandas de octava.

Método 4- El último caso es semejante al segundo, en este caso lo que varia es el tipo de filtrado, se utiliza un filtrado de tercios de bandas de octava.

Cada parte del análisis está compuesta por 4 gráficas, las cuales se explican a continuación.

- *Estimador sesgo*: es la suma de la diferencia entre el resultado obtenido por el programa y el obtenido por WinMLS entre el número de muestras. Lo deseable es que el sesgo sea nulo por ser igual al parámetro que se desea estimar. La gráfica muestra las variaciones que hay entre los valores obtenidos y los de WinMLS.
- *Error máximo*: Es valor absoluto de la diferencia máxima que hay entre el valor obtenido con el programa y el de WinMLS. Lo deseable es que el error máximo sea lo más pequeño posible.
- *Error medio*: Es la suma del valor absoluto de la diferencia entre el resultado obtenido por el programa y el obtenido por WinMLS entre el número de muestras.
- *Error cuadrático medio*: Es la raíz cuadrada de la suma del valor absoluto de la diferencia al cuadrado entre el valor obtenido por el programa y el obtenido por WinMLS entre el número de muestras. El error cuadrático medio muestra valores más elevados que el error medio cuando hay una diferencia elevada entre uno los valores medidos y los obtenidos con WinMLS.

Todas las señales utilizadas han sido captadas en diferentes salas. Hay señales captadas en el teatro Gayarre de Pamplona con un TR_{mid} de 1 segundo, en el Teatro Bretón de Logroño con un TR_{mid} de 1,4 segundos, en el Auditorio Kursaal de Donostia con un TR_{mid} de 1,9 segundos, en el Auditorio

Mozart de Zaragoza con un TR_{mid} de 2,8 segundos, en el Auditorio Baluarte de Pamplona con un TR_{mid} de 1,7 segundos, en la sala del conservatorio Sarasate con un TR_{mid} de 0,9 segundos y en la sala 0 del edificio el Sario con un TR_{mid} de 1,11 segundos.

4.6.2.1 METODO 1

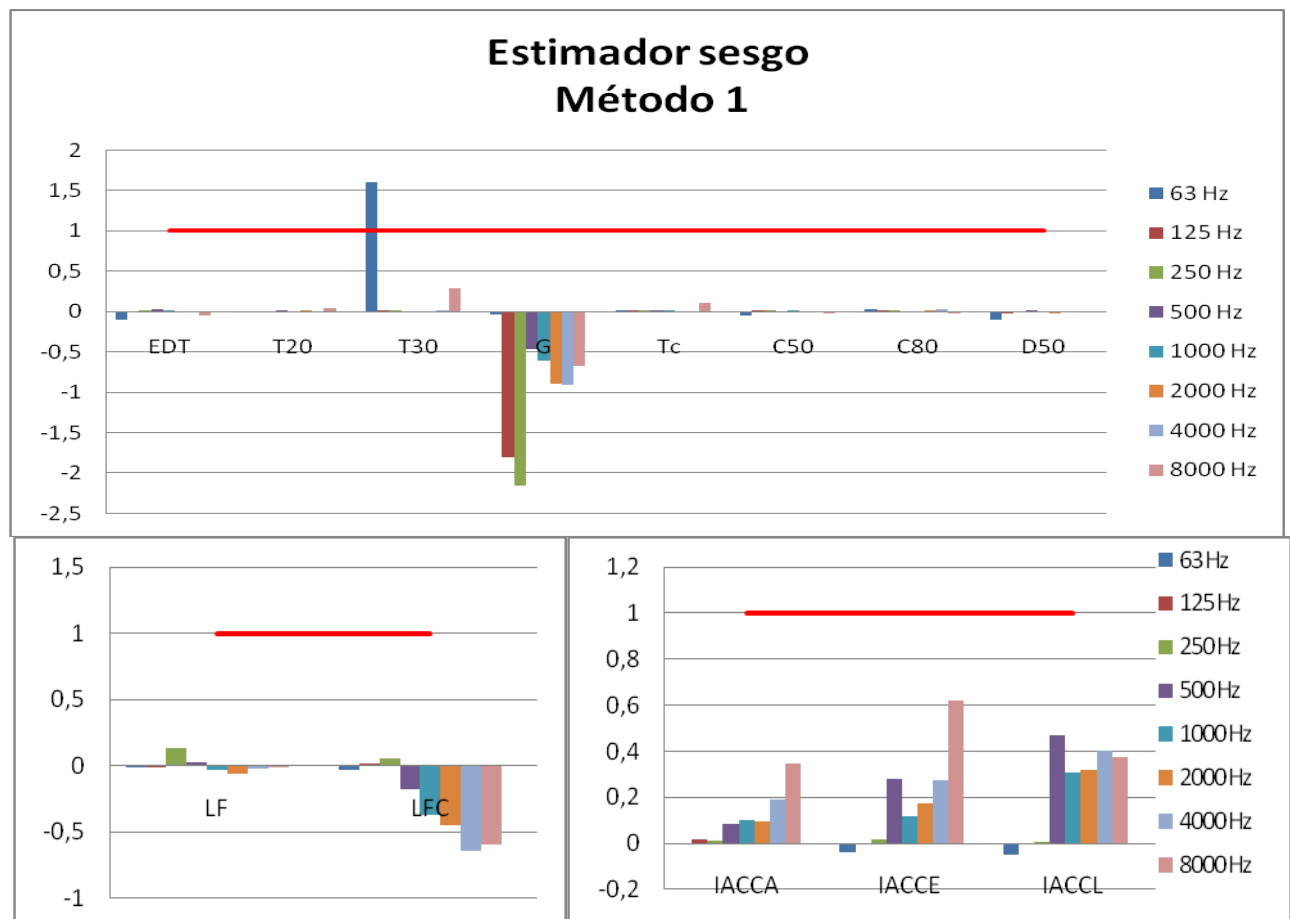
Como se ha dicho en la introducción en este punto se compara la señal obtenida con WinMLS con la obtenida por el programa realizando primero un enventanado y con un posterior filtrado en bandas de octava de la señal.

En la gráfica que tenemos a continuación se puede ver como en casi todos los parámetros el estimador sesgo es inferior al JND excepto en la banda de 63 Hz del T30 y en la sonoridad (G).

Los casos en que el estimador sesgo es negativo se debe a que la señal de WinMLS es superior a la obtenida por el programa.

En el caso del T30 en la banda de 63 Hz el estimador sesgo es superior al JND. Esto sucede porque en varias medidas el valor obtenido del T30 es inferior al calculado por el programa.

En el caso de la Sonoridad (G) en todas las frecuencias menos en la de 63 Hz el estimador sesgo es elevado. Para las frecuencias de 125 Hz y 250 Hz supera al JND.

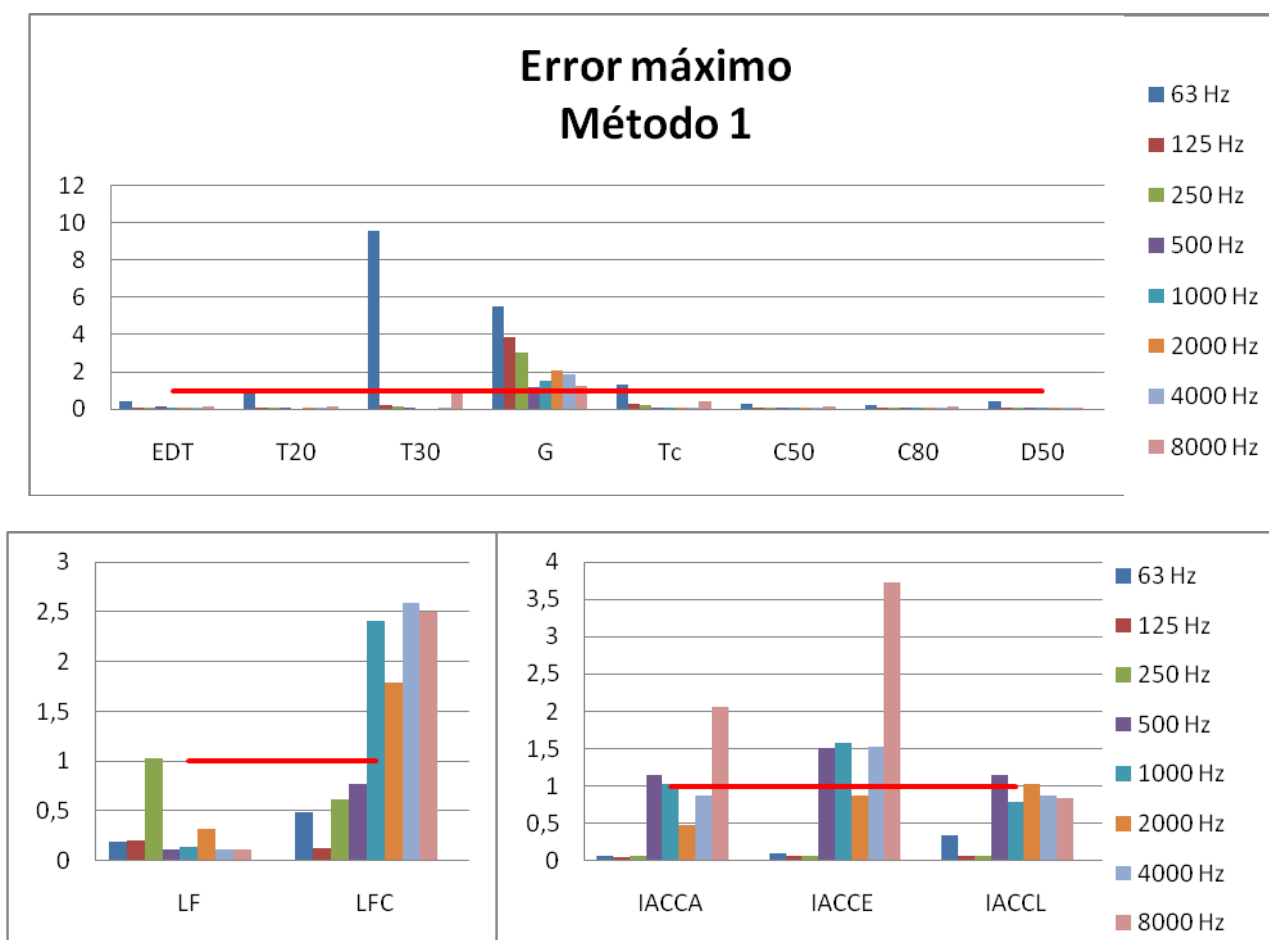


Gráfica 33. Estimados sesgo Método 1

Las siguientes gráficas representan el error máximo que hay en la frecuencia de cada parámetro. Se puede observar como los parámetros que en el caso anterior eran elevados en este caso son superiores al JND.

A bajas frecuencias observamos valores elevados, en torno al JND. Esto se debe por la baja relación señal ruido a bajas frecuencias, concretamente en la banda de 63 Hz.

En varios parámetros laterales y binaurales a frecuencias altas el error máximo es elevado, incluso hay varios casos donde supera al JND.

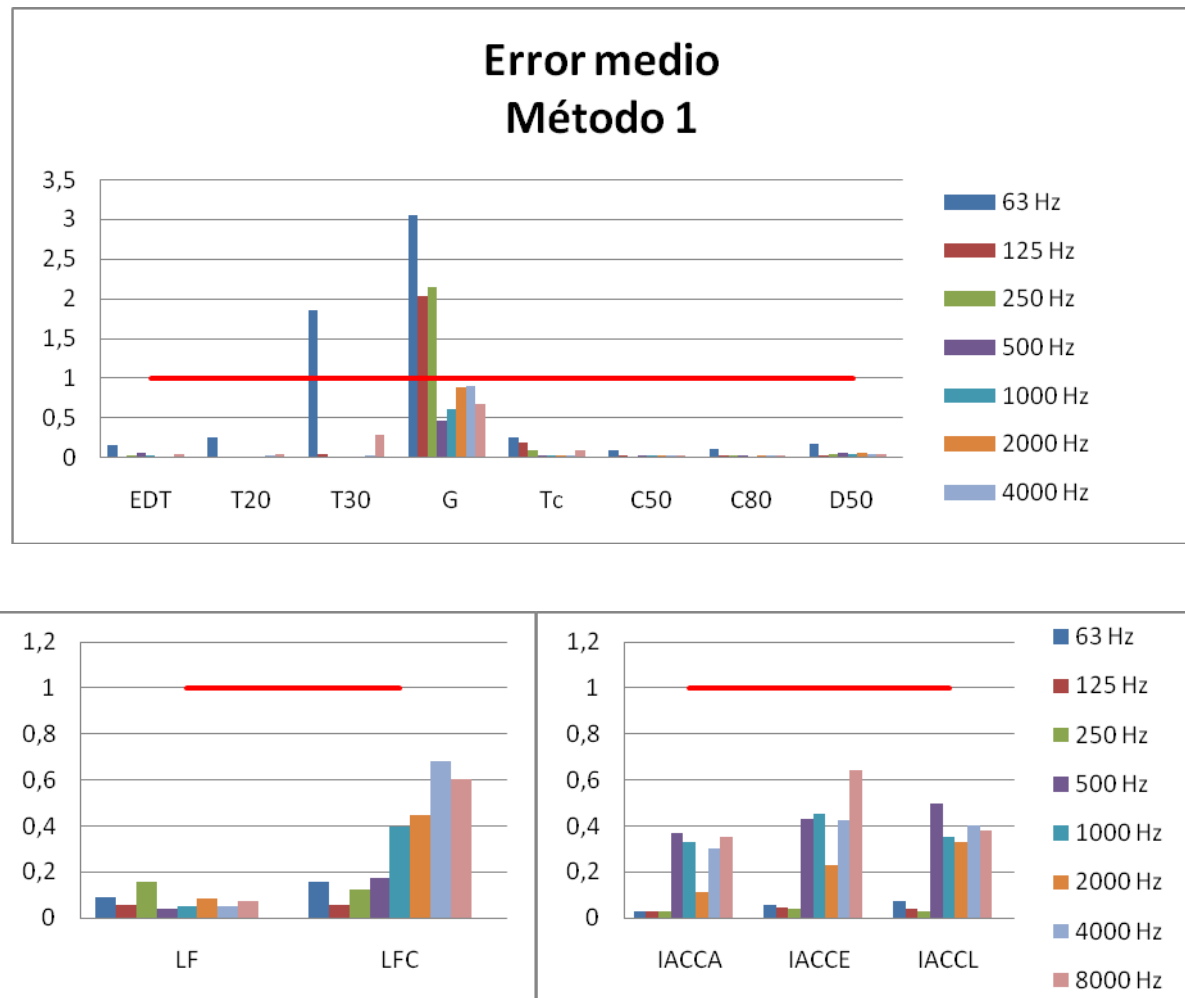


Gráfica 34. Error máximo Método 1

Las próximas gráficas representan en el error medio.

AL igual que en los anteriores casos los parámetros mencionados anteriormente (banda de 63 Hz del T30 y la sonoridad) son los que mayor error medio tienen, en algunos casos incluso superan el JND.

En los parámetros LFC e IACC los valores son elevados a frecuencias medio-altas, pero en ninguno de los casos superan el JND. Los demás parámetros los valores son mucho inferiores al rango subjetivamente perceptible (JND).

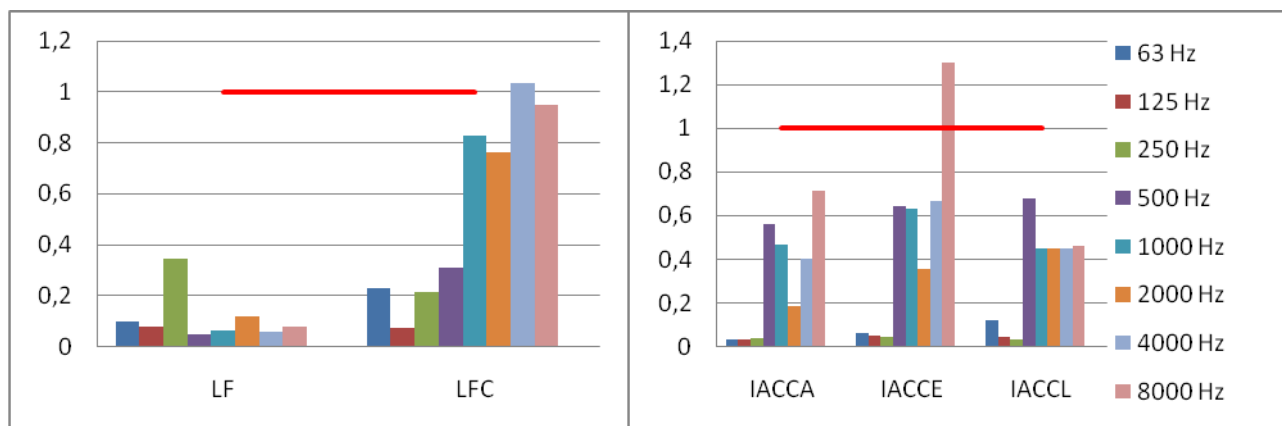
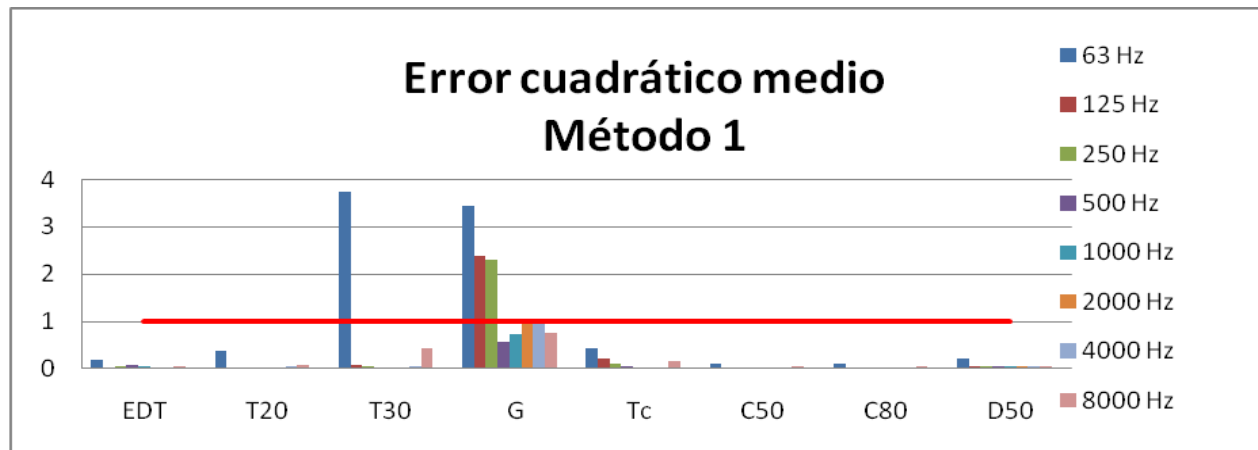


Gráfica 35. Error medio Método 1

Para finalizar de analizar este primer apartado se ha representado el error cuadrático medio.

Como se ha dicho al comienzo de esta parte este error exagera más que el error medio los valores donde la diferencia entre el valor medido y el obtenido por WinMLS es elevado.

Las siguientes gráficas nos muestran las mismas conclusiones pero con valores más elevados en la banda de 63 Hz del T30 y en la sonoridad.



Gráfica 36. Error cuadrático medio Método 1

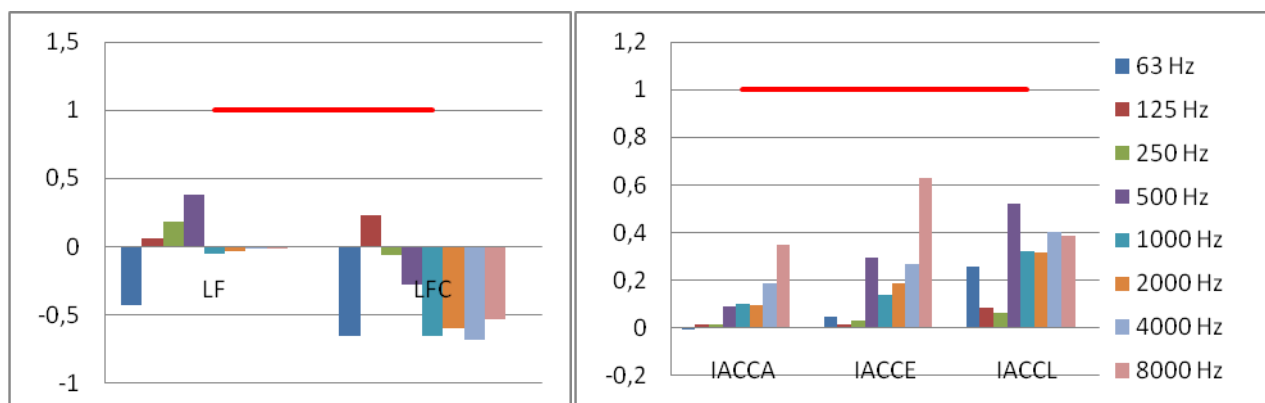
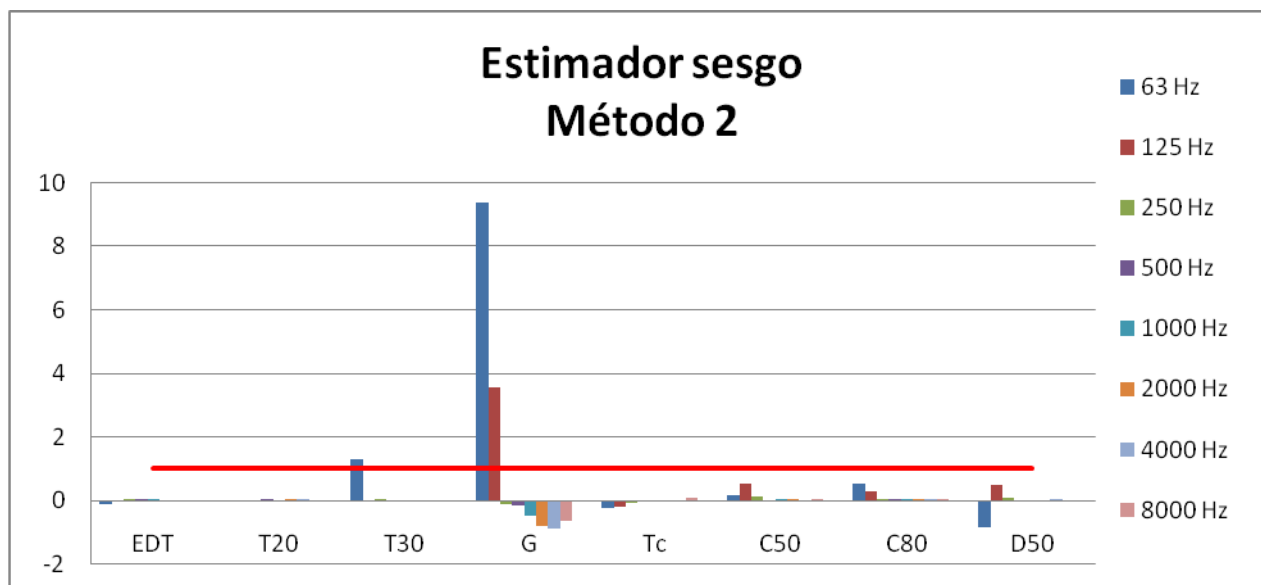
4.6.2.2 MÉTODO 2

En este segundo método se compara la señal calculada con el programa (donde primero se filtra la señal por bandas de octava y luego se envientana) y obtenida con WinMLS.

En las siguientes gráficas podemos observar que los resultados son muy parecidos a los obtenidos en el análisis anterior. En el T30 en la banda de 63 Hz es elevado al JND, puesto que en algunos de los casos el valor obtenido por WinMLS era inferior al calculado.

Otro parámetro que tiene elevado el estimador sesgo es la sonoridad.

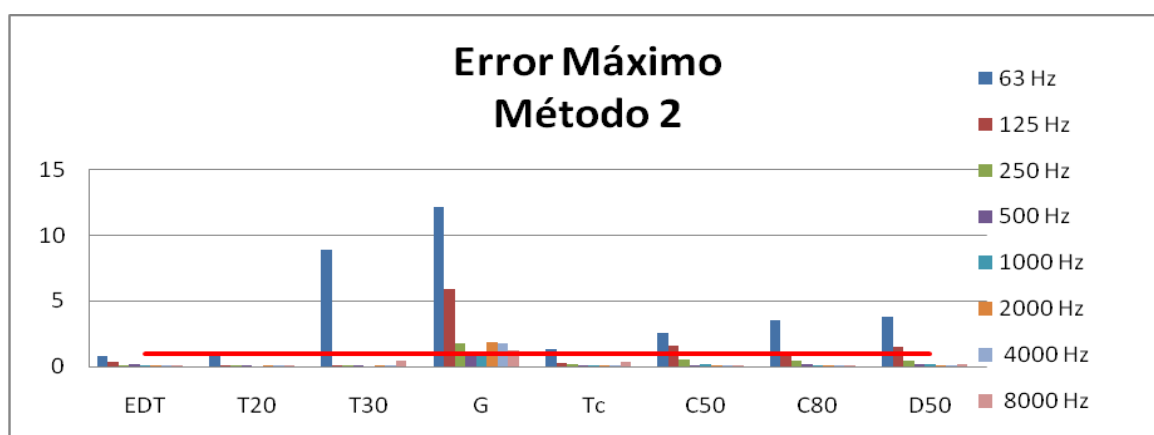
El estimador sesgo también es elevado a frecuencias medio-altas de los parámetros LF e IACC, pero en ninguno de los casos es superior al rango subjetivamente perceptible.

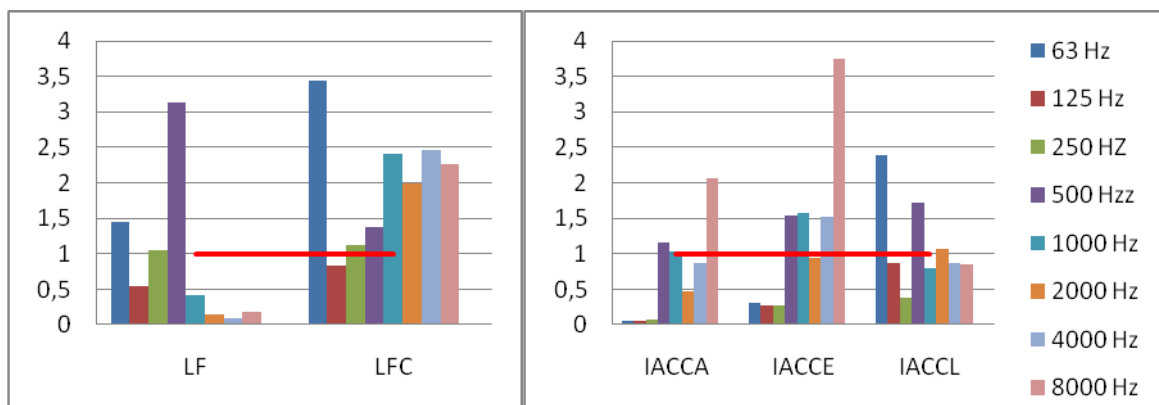


Gráfica 37. Estimador sesgo Método 2

En las gráficas que tenemos a continuación se observa el error máximo en cada banda de frecuencia de cada parámetro. Como es de esperar los valores más elevados se encuentran en las bandas de frecuencia de los parámetros que se han mencionado en las gráficas anteriores. Ya que el estimador sesgo hace una media de todos los errores, disminuyendo así el error máximo.

También se ve que a bajas frecuencias el error es mayor al de altas frecuencias debido a la baja relación señal-ruido.

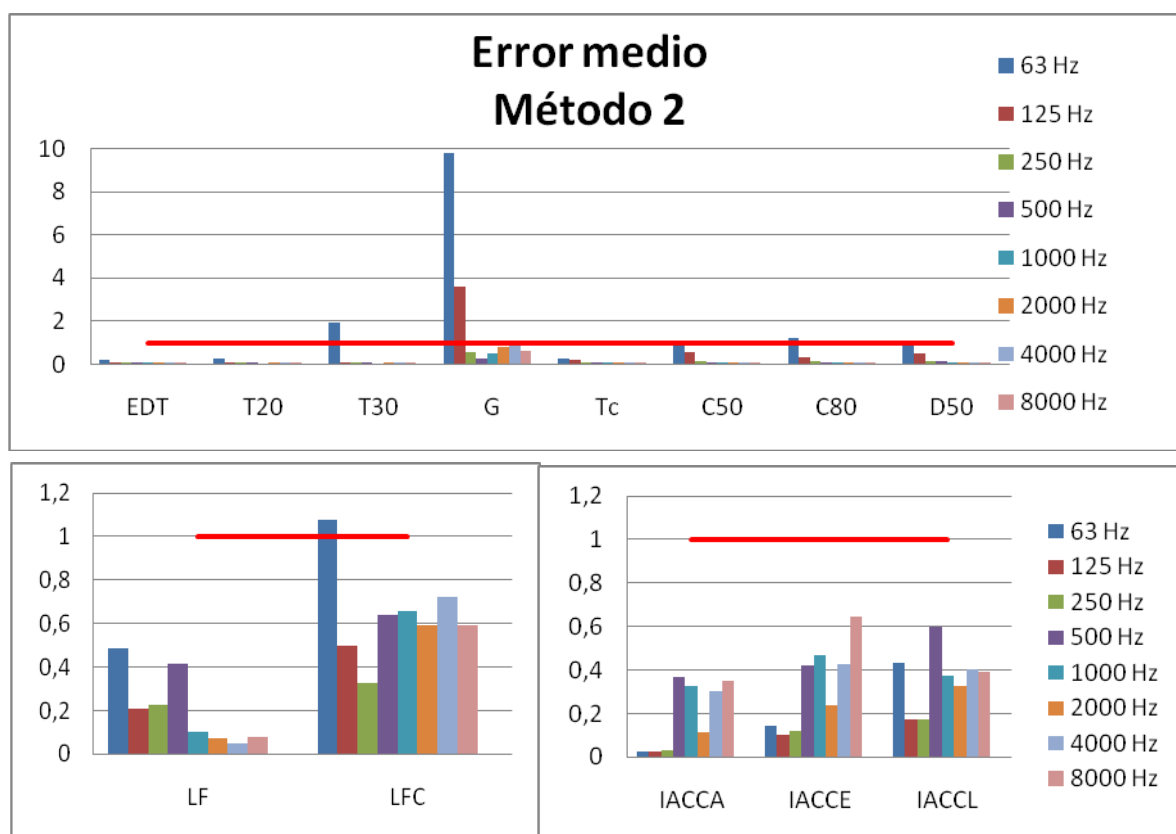




Gráfica 38. Error máximo Método 2

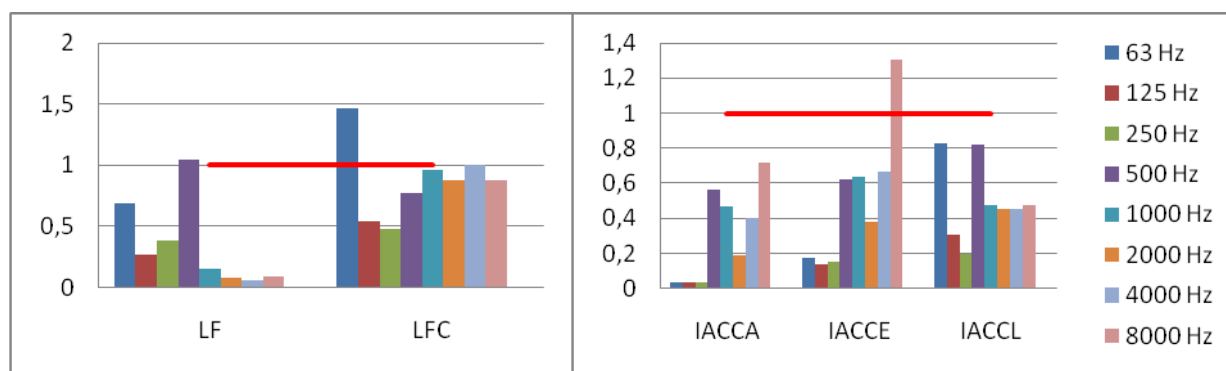
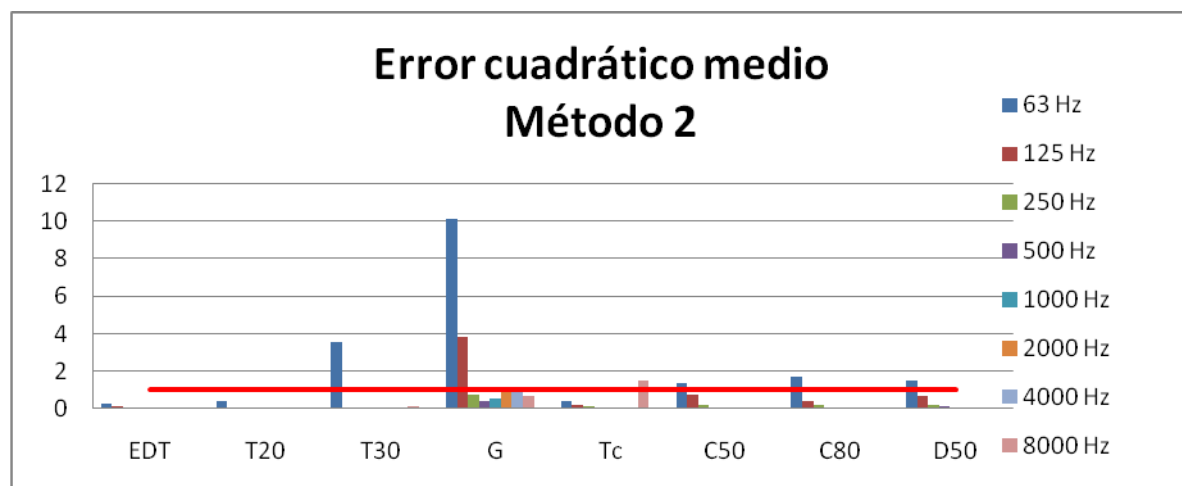
El tercer tipo de gráfica es el error medio donde vemos que los valores más elevados en todos los parámetros son los que se encuentran a bajas frecuencias. Especialmente la banda de 63 Hz.

En algunos parámetros como el T30, G, C50, C80, D50 y LFC los valores de la banda de 63 Hz son superiores al JND.



Gráfica 39. Error medio Método 2

Por último se encuentra el error cuadrático medio. El cual muestra unos resultados parecidos a los obtenidos en el error medio, pero a altas frecuencias hay algún parámetro que supera el JND como el Tc y el IACCL.



Gráfica 40. Error cuadrático medio Método 2

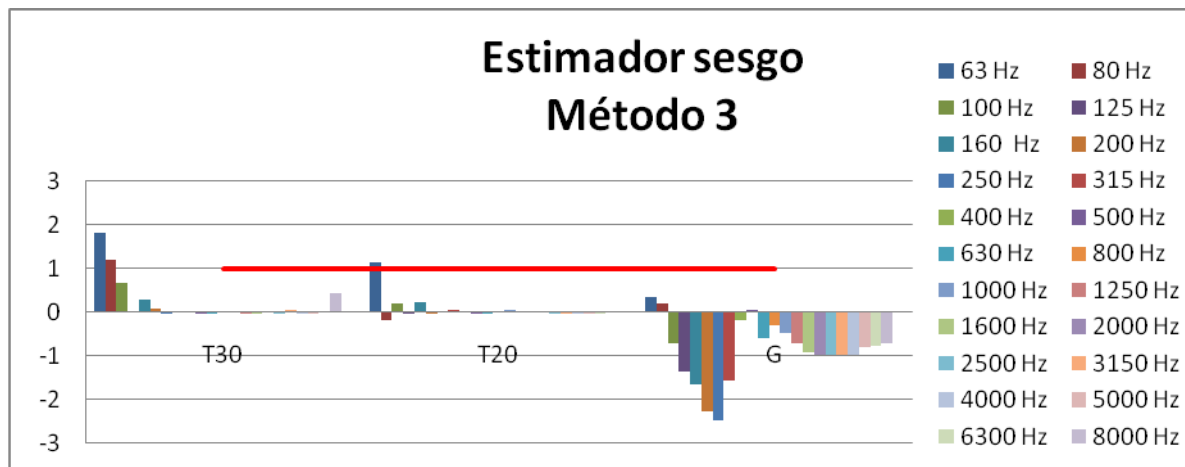
4.6.2.3 MÉTODO 3

En esta parte del análisis, como se ha dicho en la introducción, se compara los resultados obtenidos con WinMLS filtrando la señal mediante un filtro de tercio de banda de octava y los valores obtenidos con el programa de la siguiente manera, un enventanado previo y un filtrado en tercios de banda de octava posterior.

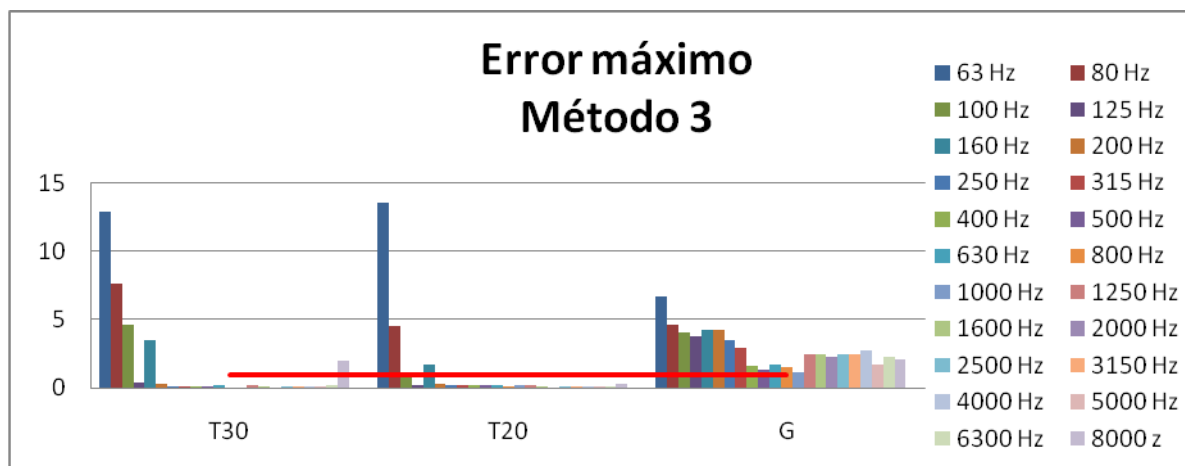
El programa de WinMLS con este tipo de filtrado solo da la opción de sacar 3 parámetros, el T20, el T30 y G, que son los que se analizan a continuación.

La gráfica del estimador sesgo muestra como a bajas frecuencias, en el T30 y en el T20, la diferencia entre los valores es elevada. Esto se debe a que la relación señal ruido es elevada.

En el caso de la sonoridad (G) la diferencia entre ambos métodos es apreciable en todas las bandas de frecuencia. En este caso los valores son negativos puesto que los valores de WinMLS son mayores a los del programa.



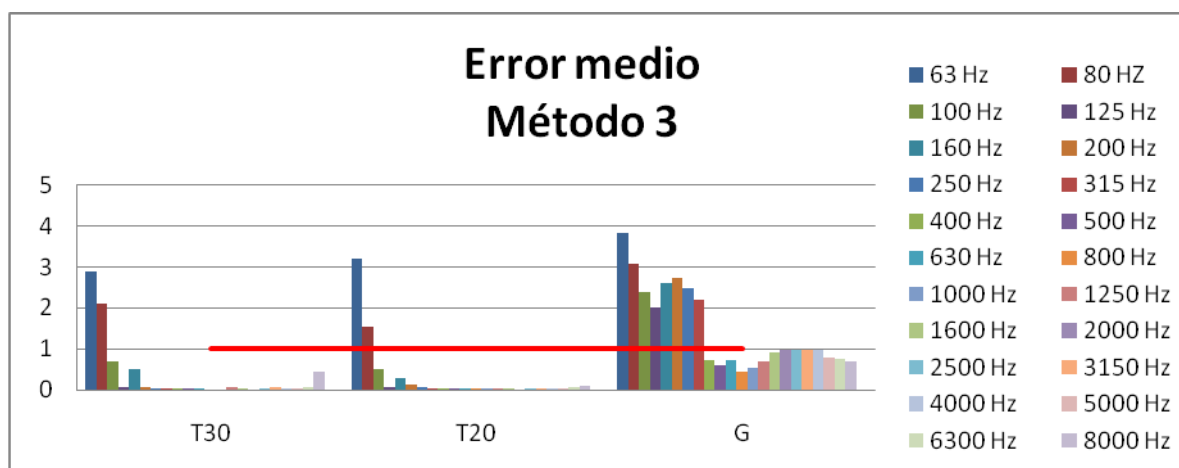
Gráfica 42. Estimador sesgo, Método 3



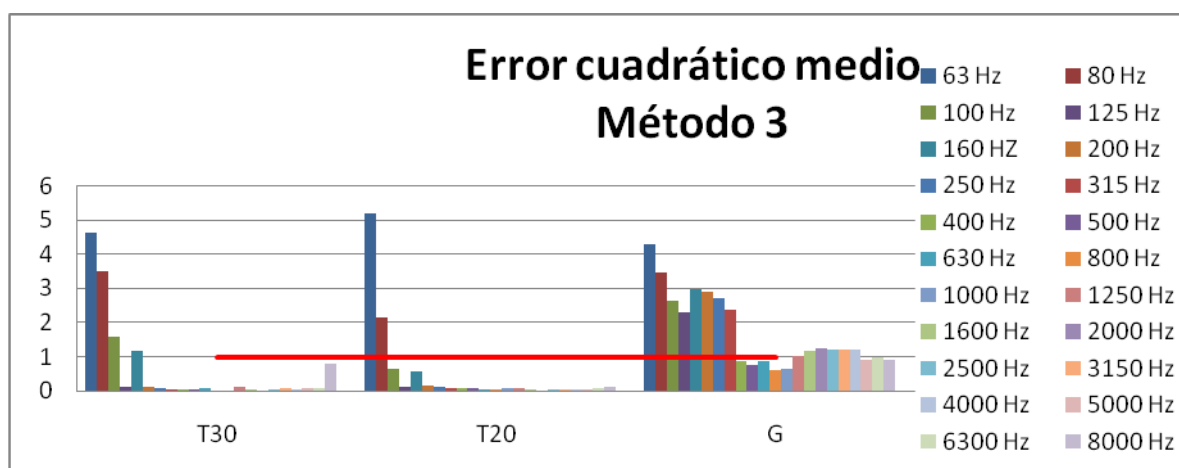
Gráfica 41. Error máximo, Método 3

La segunda gráfica nos muestra el error máximo obtenido en cada banda. En esta se ve cómo las conclusiones son las mismas que las obtenidas en el estimador sesgo.

La siguiente gráfica nos indica el error medio de los valores obtenidos. Al igual que en los casos anteriores en los parámetros T20 y T30 los errores más elevados se encuentran en las bajas frecuencias. En la sonoridad, sin embargo, los valores son más elevados que los de los parámetros anteriores pero solo superan el JND los valores que se encuentran en las bandas de frecuencias comprendidas entre 63 Hz y 315 Hz.



Gráfica 44. Error medio, Método 3



Gráfica 43. Error cuadrático medio, método 3

Por último se muestra la gráfica del error cuadrático medio. En la gráfica se observa como los valores de las bajas frecuencias son elevados en los tres parámetros, siendo mayor la sonoridad (G).

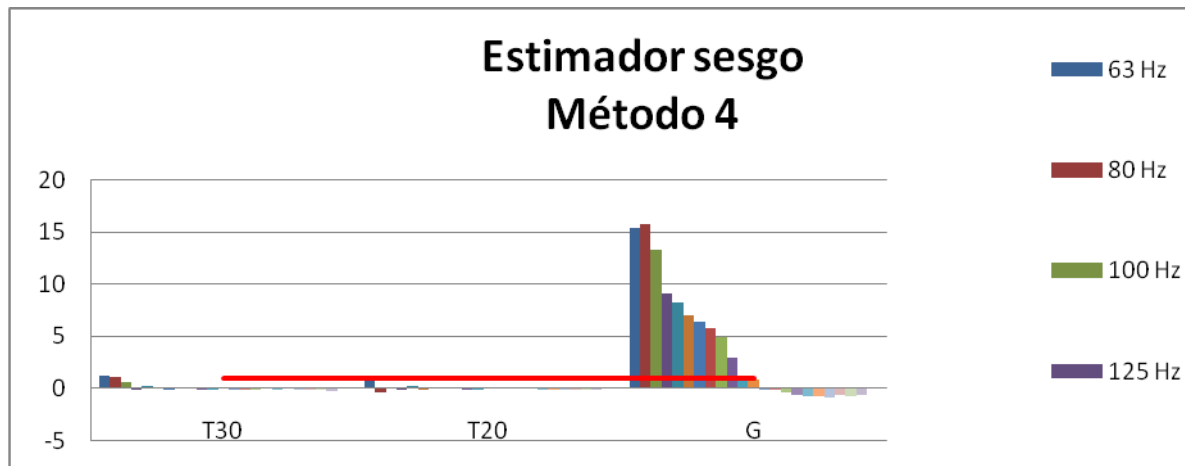
4.6.2.4 MÉTODO 4

Para finalizar se analiza el siguiente método, donde se compara los valores obtenidos por el programa, utilizando un filtro de tercios de bandas de octavas con un posterior inventanado, con los obtenidos por WinMLS, en el cual se realiza un filtrado de tercios de bandas de octava.

Al igual que en el caso anterior solo se comparan 3 parámetros (T30, T20 y G), ya que son los únicos que podemos obtener con WinMLS.

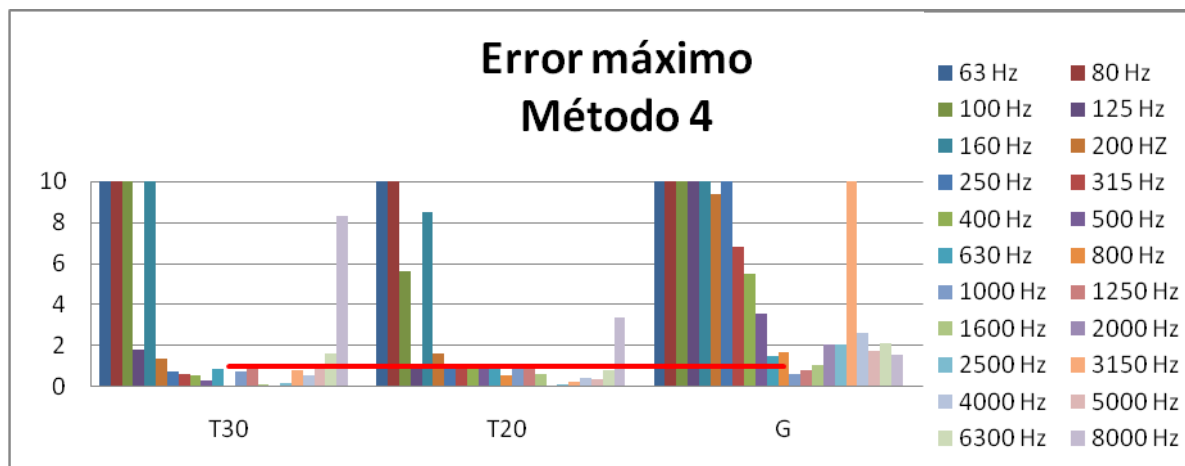
La primera gráfica nos refleja las siguientes conclusiones.

En todos los parámetros a bajas frecuencias se encuentran los valores más elevados. En el caso del T30 y T20 ninguno de los casos supera al JND. Pero en el caso de la sonoridad los valores son superiores que el JND hasta la banda de frecuencias de 630 Hz.



Gráfica 45. Estimador sesgo, Método 4

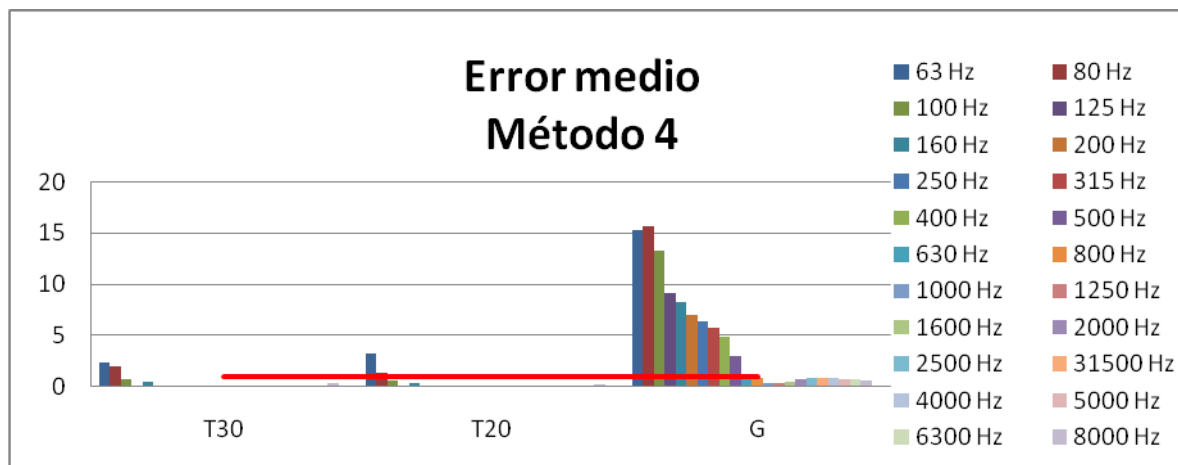
La próxima grafica nos demuestra como los errores máximos son altos en todos los parámetros. Hay alguna banda donde el valor no supera el JND, pero la mayoría son superiores.



Gráfica 46. Error máximo, Método 4

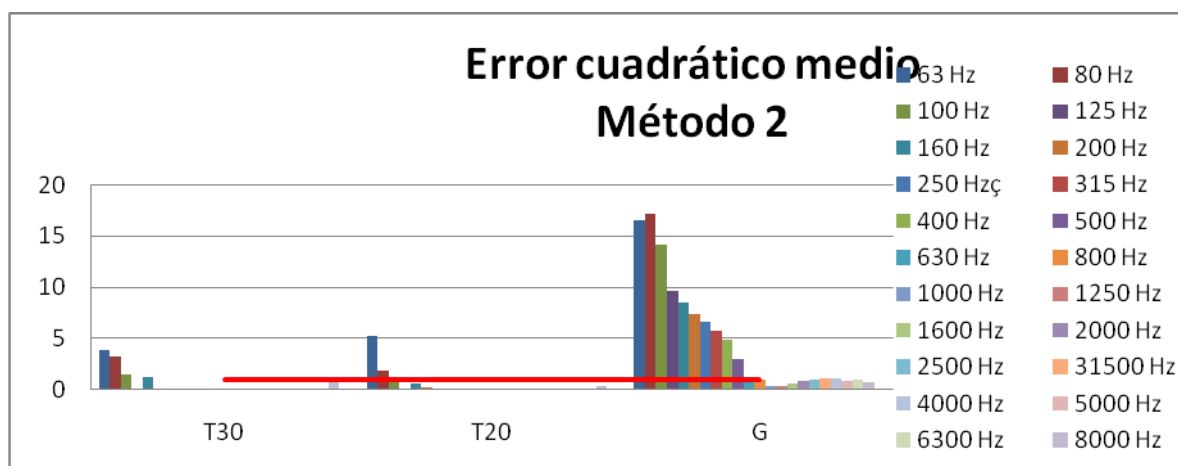
En tercer lugar se encuentra la gráfica del error medio, la cual es muy parecida al estimador sesgo.

Los errores son elevados en bajas frecuencias, excepto en la sonoridad, en este caso los errores superan el JND hasta la banda de frecuencias de 630 Hz.



Gráfica 47. Error medio, Método 4

Para finalizar se encuentra la gráfica del error cuadrático medio. Esta gráfica nos muestra las mismas conclusiones que los casos anteriores.



Gráfica 48. Error cuadrático medio, Método 4

5. INTERFAZ GRÁFICA

5.1 INTRODUCCIÓN

Una vez elaborado el código necesario para el software, la siguiente tarea es la realización de la interfaz gráfica de usuario (*GUI, Graphical User Interfaces*). Para ello, ha sido empleada la herramienta *GUIDE (Graphical User Interfase Development Enviroment)* que dispone *Matlab*.

En el siguiente apartado se explica el procedimiento que se ha llevado a cabo para la creación de la interfaz gráfica de este software.

5.2 PORTADA

Esta es la primera ventana del programa (*portada.fig*) en la cual se puede acceder al programa presionando el botón *Entrar* o salir mediante el icono que está abajo a la izquierda.



Imagen 19, portada del programa

5.3 CONTENIDO

Como se ha visto anteriormente el programa realiza varias funciones, por lo cual cada página de tiene la misma estructura (*Imagen 20*), pero cambiando el rectángulo de opciones que está situado en la parte inferior de la página.

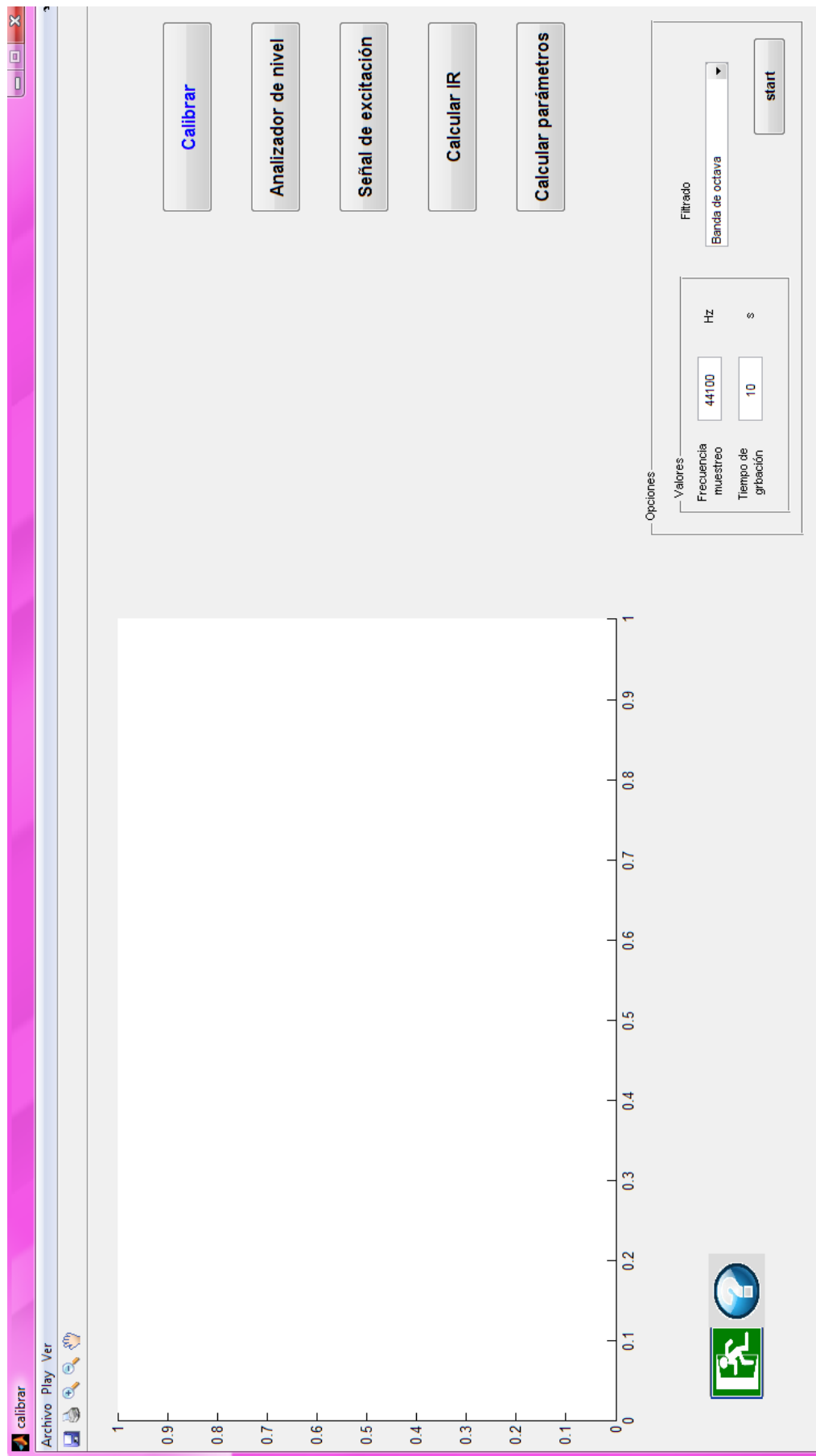


Imagen 20, pagina general

Al presionar el botón *Entrar* en la portada del programa se accederá a la siguiente página llamada *calibrar.fig* como se ve en la siguiente figura (*Imagen 21*).

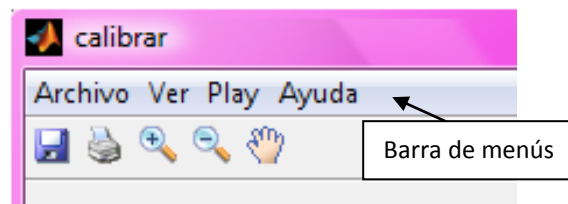


Imagen 21, parte superior página principal

En la *Imagen 22* se ve como se puede acceder a todas las partes del programa presionando el botón con el nombre de la función a la que se desea acceder. El primer botón de la *Imagen 22* tiene las letras en azul, lo cual nos muestra en que parte del programa estamos.

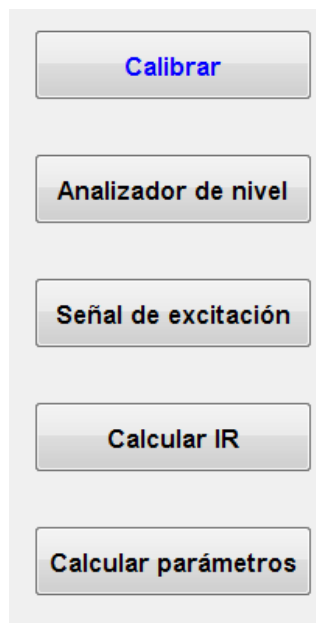


Imagen 22, acceso a funciones

5.3.1 Barra de menús

En la barra de menús que se muestra en la *Imagen 21* el usuario puede realizar las funciones que se muestran a continuación.

- *Archivo*: Mediante este botón el usuario puede abrir un archivo de audio (.wav, .mat o .wmb) o salir del programa. (*Imagen 23*)

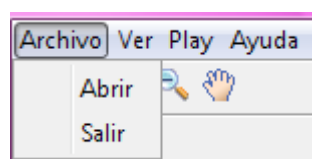


Imagen 23, archivo

- *Ver*: Esta función sirve para visualizar la señal seleccionada. Dependiendo en que parte del programa nos situemos constará de 2 o 3 tipos de visualizaciones. En el caso de *Calibrar.fig* y *AnalizadorNivel.fig* consta de 3 tipos como se muestra en la *Imagen 24*. La señal capturada podrá ser visualizada en el *tiempo*, en el *espectro*, eligiendo el tipo de eje X (*logaritmo o lineal*) y por *Bandas*, eligiendo el tipo de eje X (*logarítmico o lineal*) e Y (*en dB o Pascales*).

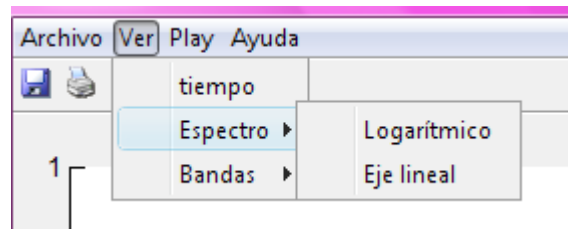


Imagen 24, ver

- *Play*: Esta función sirve para escuchar la señal seleccionada.



Imagen 25. Salida

En la parte inferior de la página se encuentran el símbolo que se muestra en la *imagen 25*. Mediante este símbolo el usuario puede salir del programa.

5.3.2 Gráfica

Cuando eliges ver la señal obtenida, la señal es representada en la gráfica de la *Imagen 26*. La gráfica tiene un título en la parte superior. En la parte inferior está situado el eje X, el cual tiene la magnitud en la que esta medido. En la parte izquierda se encuentran los valores del eje Y con su unidad.

Con los botones de la parte superior de la gráfica se pueden realizar varias funciones con ellos. El primero y segundo respectivamente se puede almacenar e imprimir la gráfica que se está visualizando. Los dos siguientes botones la gráfica puede ser alejada o aumentada, pudiendo moverla con el último botón.

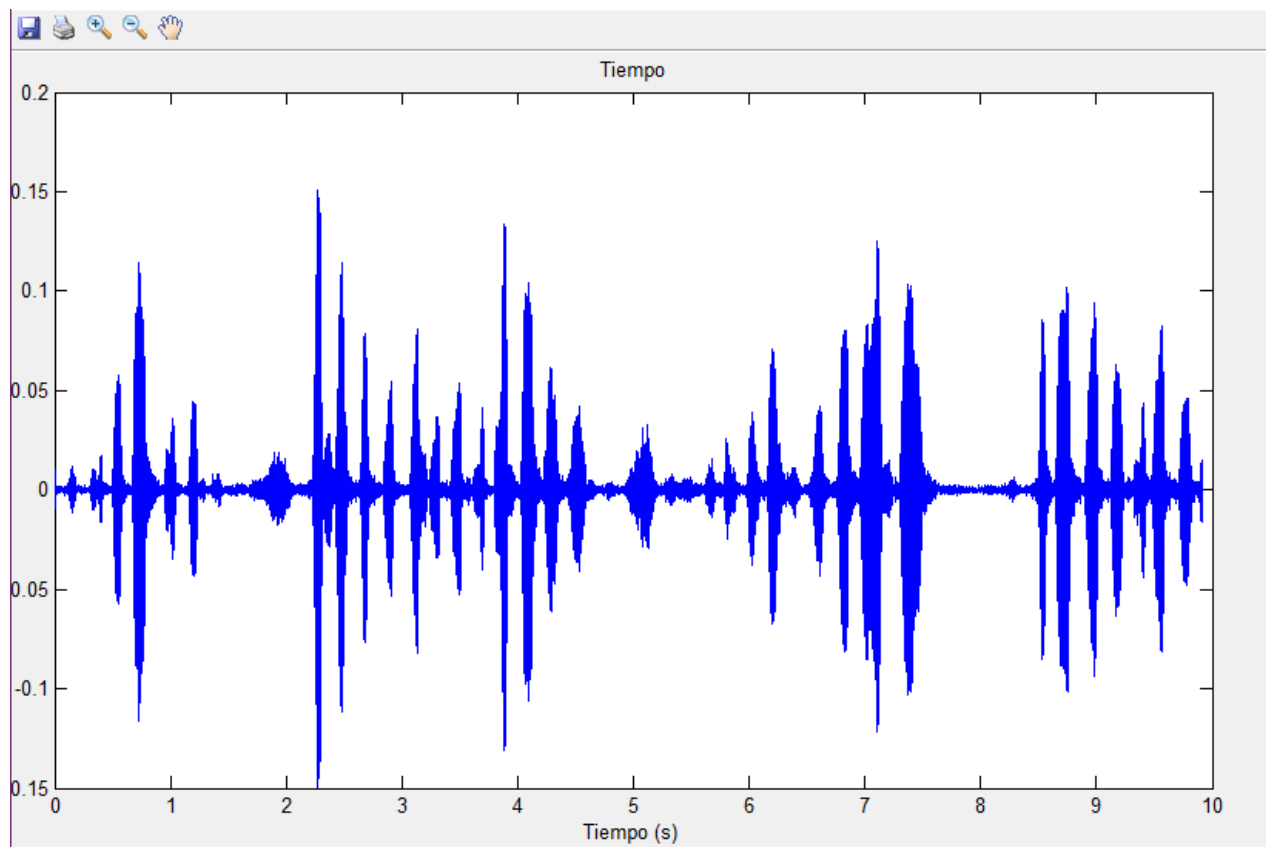


Imagen 26. Gráfica

5.3.3 Opciones

En la parte inferior de todas las páginas principales se encuentra un recuadro llamado “*opciones*”, a continuación se explica las funciones de cada recuadro.

- **Calibrar:** Como se ha dicho anteriormente en este apartado se calibra el micrófono que se va a utilizar posteriormente. Para ello el usuario debe de elegir la frecuencia de muestreo con la que se va a capturar la señal, el tiempo de duración de la señal grabada y el tipo de filtrado que va a realizarse a la señal capturada (Bandas de octava o bandas de tercio de octava). Una vez elegidos los parámetros deseados se debe pulsar el botón *start* (imagen 27).

Imagen 27. Calibrar

- **Analizador de nivel:** Como ya se ha mencionado, en esta subrutina se analiza en ruido de fondo. Para ello el usuario debe de elegir la frecuencia de muestreo con la que se va a capturar la señal, el tiempo de duración de la señal grabada y el tipo de filtrado que va a realizarse a la señal capturada (Bandas de octava o bandas de tercio de octava). Una vez elegidos los parámetros deseados se debe pulsar el botón *start* (imagen 28).

Imagen 28. Analizador de nivel

- **Señal de excitación:** En esta subrutina se calcula la señal de excitación que se va a utilizar para la excitación de la sala. Los parámetros que el usuario debe elegir son

(imagen 30) la frecuencia de muestreo, la frecuencia de inicio y la frecuencia stop de la señal de excitación. También deberá elegir el tipo de señal de excitación (imagen 29) y el nombre con el que va a almacenar la señal de excitación. Una vez elegidos todos los parámetros el usuario debe darle al botón *start* para que el programa cree la señal.

Opciones

Valores

Frecuencia stop: 10000 Hz

Frecuencia start: 20 Hz

Tiempo de duración de la señal: 20 s

Señal de excitación: Señal pseudoimpulsiva

Nombre de la señal de excitación: Señal

start

Imagen 29. Señal de excitación

Señal de excitación

Señal pseudoimpulsiva

Señal aleatoria

MLS

Sweep lineal

Sweep logaritmico

Sweep optimizado

Imagen 30. Tipos de señales de excitación

Cuando la señal de excitación elegida es una *señal pseudoimpulsiva* o *MLS* el programa abre otra pantalla con diferentes opciones, puesto que el cálculo de estas dos señales no es el mismo que el de los *sweep* y *señales aleatorias*, los cuales se muestran a continuación:

- **Señal Pseudoimpulsiva:** En este caso la captura de la señal se hace manualmente, es decir, la pantalla que se abre tiene dos botones, uno de los cuales sirve para comenzar la grabación (círculo rojo) y otro para pararla (cuadrado negro) (imagen 31). Una vez finalizada la grabación esta será almacenada con el nombre que se le haya asignado. La señal almacenada corresponderá a la respuesta al impulso de la sala con una señal de excitación pseudoimpulsiva (petardos, globos,...).

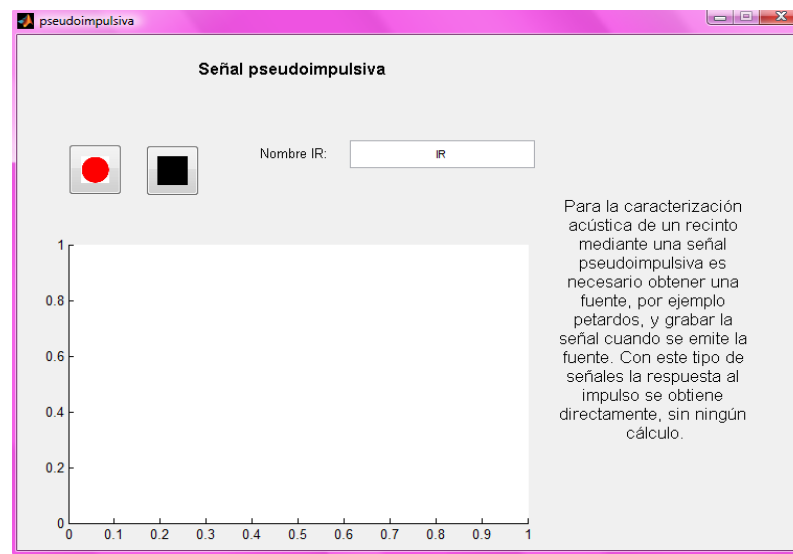


Imagen 31. Señal pseudoimpulsiva

- **MLS:** Para este tipo de señales los parámetros de entrada son diferentes a los de las señales anteriores, ya que en vez de poner la frecuencia de inicio y la frecuencia de corte de la señal se tiene que poner la longitud de la señal en bits y la duración de esta en segundos (*imagen 32*).

Imagen 32. MLS

- **Calcular IR:** En este apartado del programa se emite la señal de excitación elegida y se captura la respuesta de la sala ante esta señal. Para ello los parámetros de entrada serán los siguientes (*imagen 33*), la frecuencia de muestreo y la duración de la señal que va a ser capturada. También se deberá elegir la señal de excitación pulsando el botón *elegir*. La señal capturada se almacenará con el nombre que pongamos en el recuadro de texto.

Opciones

Valores

Frecuencia muestreo 44100 Hz

Tiempo de grabación 10 s

Señal de excitación

Elegir

Nombre de la respuesta al impulso IR

start

Imagen 33. Calcular IR

- **Cálculo de parámetros:** Para finalizar, el programa cuenta con este apartado en el cual se puede analizar la respuesta al impulso (IR).

A la entrada de este parámetro la primera ventana que aparece es la que se ve en la *imagen 34*, el programa de la opción de elegir el tipo de filtrado y cuando realizar el enventanado a la señal.

Una vez elegido esto aparece una página como la que se muestra en la *imagen 20*. Las funciones que se pueden realizar en este apartado son las que se describen a

metodo

CÁLCULO DE PARÁMETROS

Tipo de filtrado

☐ Bandas de octava (ISO 3382-2010)

☐ Tercios de bandas de octava

Ventaneo temporal

☐ Ventaneo antes del filtrado (ISO 3382-2010)

☐ Filtrado antes de ventaneo

Start

Imagen 34. Cálculo de parámetros

continuación.

- Punto de inicio: Mediante esta opción el usuario puede ver el punto de inicio de la respuesta impulsiva deseada en banda ancha, eligiendo una de las opciones del pop menú llamado *punto de inicio*. El programa de la opción de visualizar el punto de inicio en *muestras* o en *segundos*. (imagen 35)

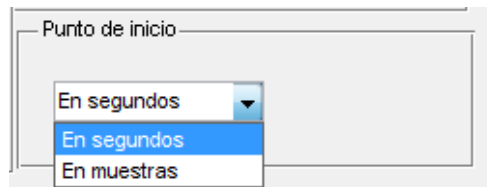


Imagen 35. Punto de inicio

A continuación se muestra un ejemplo, donde se ve el punto de inicio en segundos de una respuesta impulsiva.

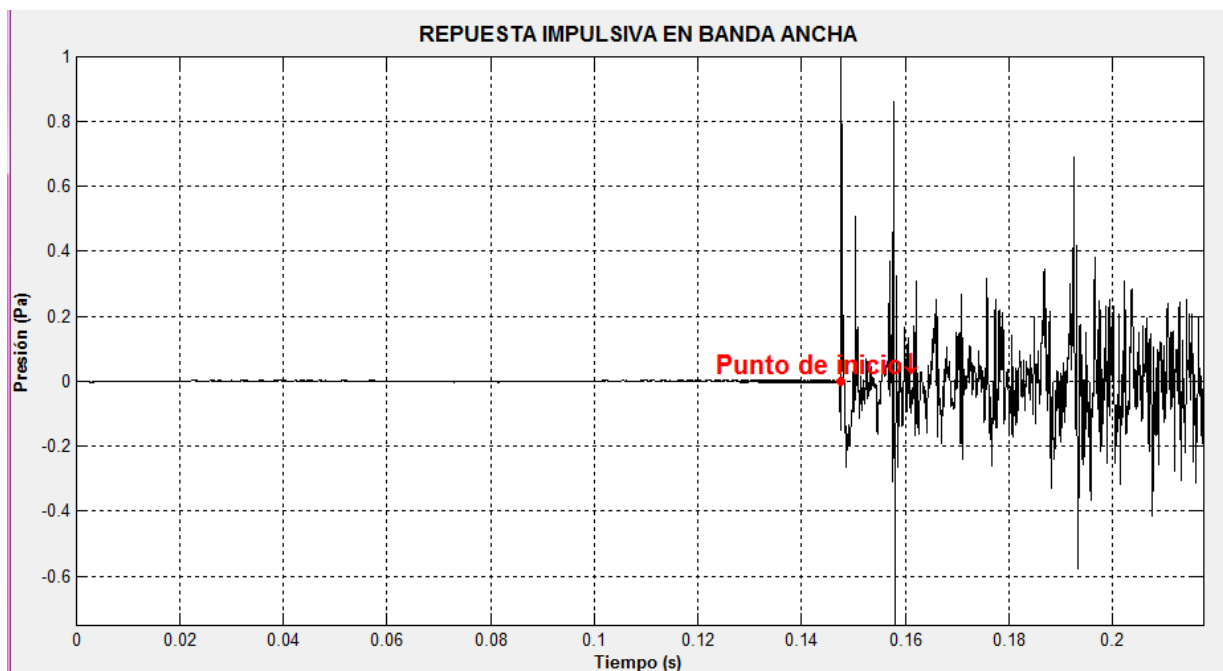


Imagen 36

- Proceso de truncamiento: Para poder analizar todo el proceso de truncamiento el usuario debe pulsar en el menú superior el botón *proceso de truncamiento*.

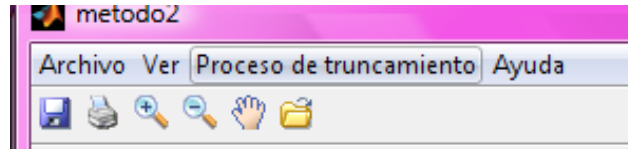


Imagen 37. Proceso de truncamiento

Tras esta selección se abrirá la siguiente pantalla:

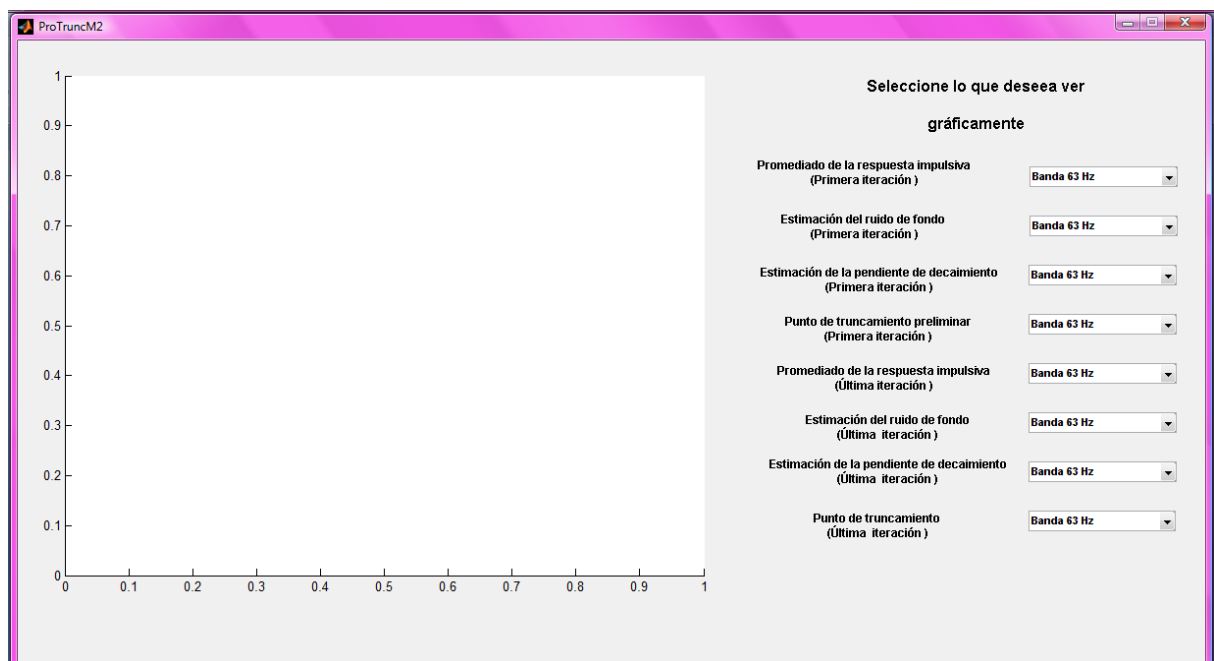


Imagen 38. Ventana proceso de truncamiento

En esta pantalla se muestran todos los pasos elaborados en el proceso de truncamiento. El usuario podrá observar todos los resultados para cada banda de octava o tercio de banda de octava, para ello dispone de un pop menú en cada uno de los pasos (*imagen 39*):



Imagen 39. Pop menú

Una vez elegido el paso y la frecuencia que se desea observar, la gráfica que se obtendrá será semejante a la que se ve en la *imagen 40*.

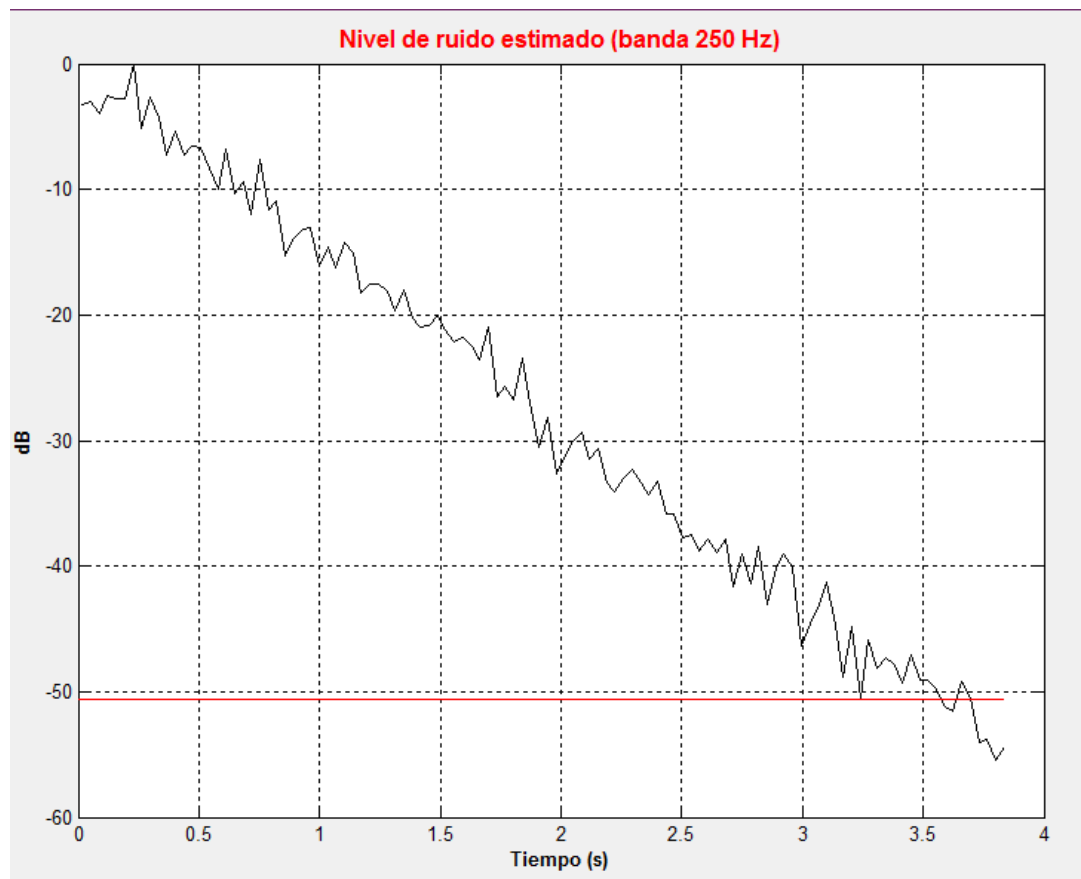


Imagen 40. Gráfica

- Curva de decaimiento energético: Este pop menú está situado en la parte inferior del programa. Mediante esta opción el usuario podrá analizar las curvas de decaimiento energético de cada banda de octava o cada tercio de banda de octava (imagen 41).

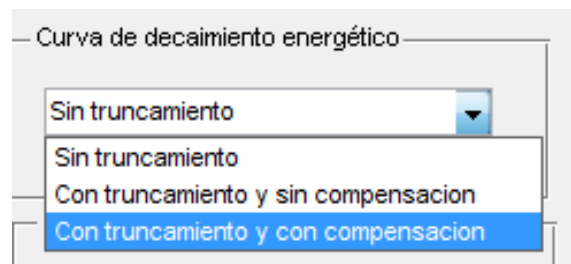


Imagen 41. Curva de decaimiento energético

Como se ve en la *imagen 41* el usuario podrá elegir entre 3 tipos de curvas de decaimiento, la curva de decaimiento de cada banda sin truncamiento, la curva de decaimiento con truncamiento o la curva de decaimiento con truncamiento y con compensación.

A continuación se muestra un ejemplo de cada curva de decaimiento.

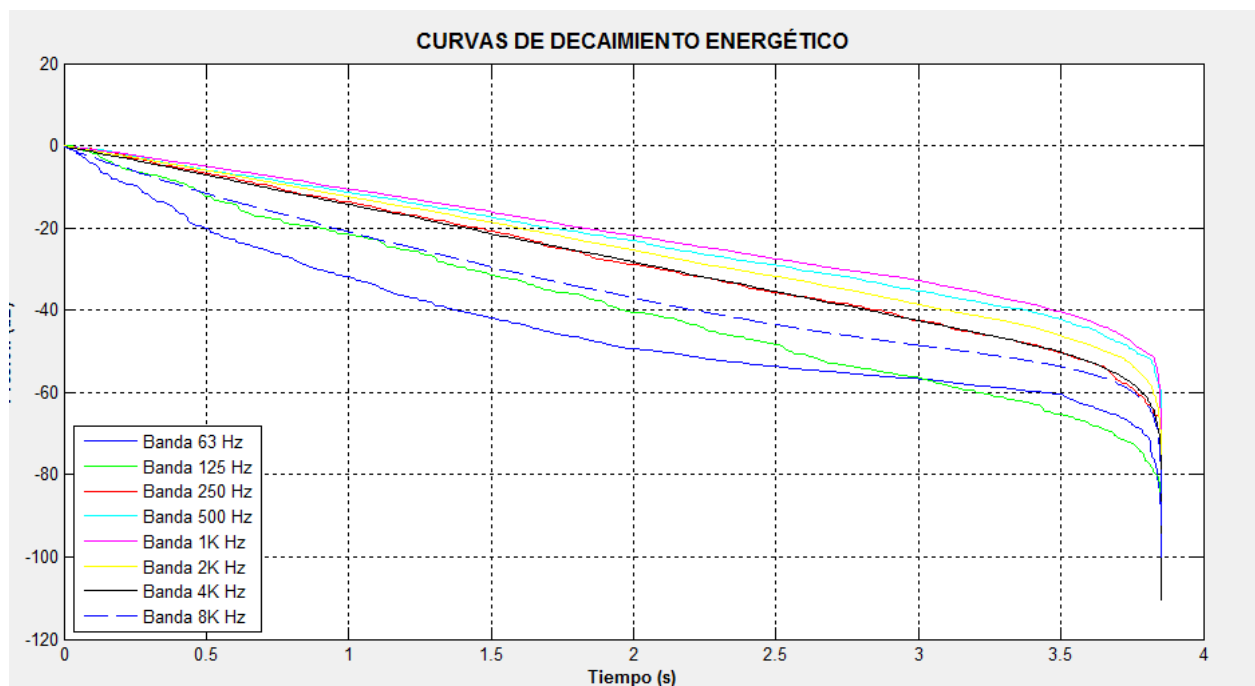


Imagen 42. Sin truncamiento

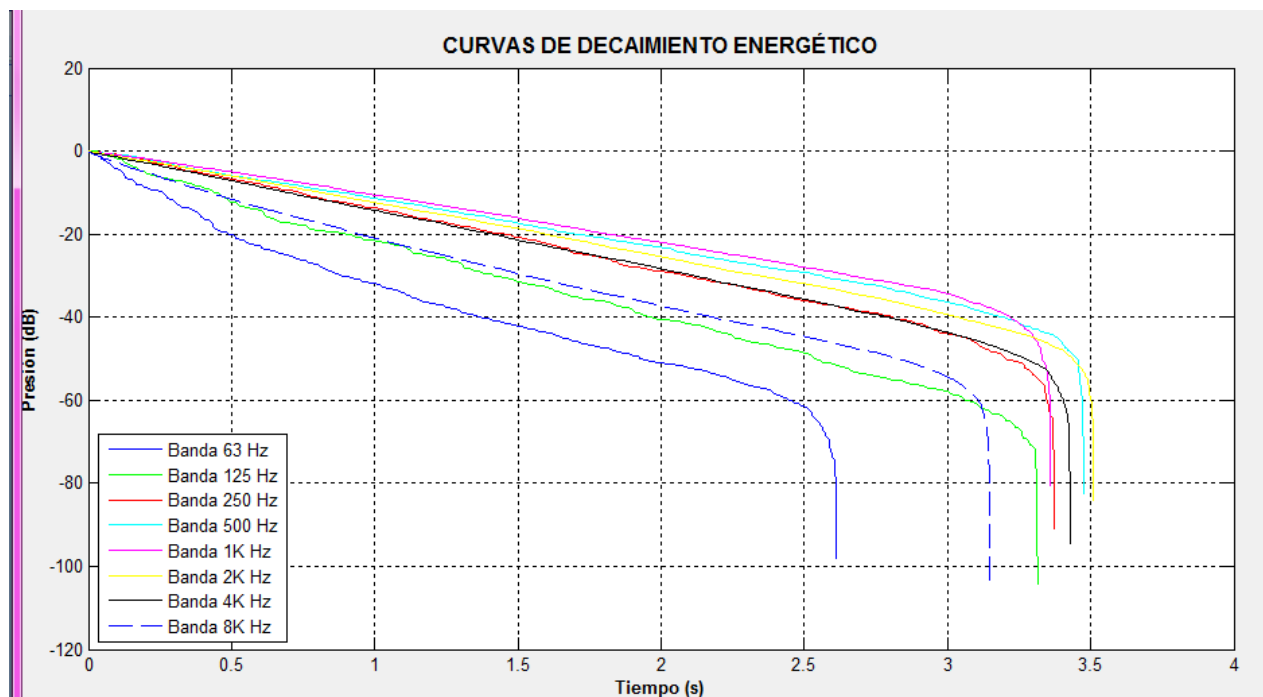


Imagen 43. Con truncamiento y sin compensación

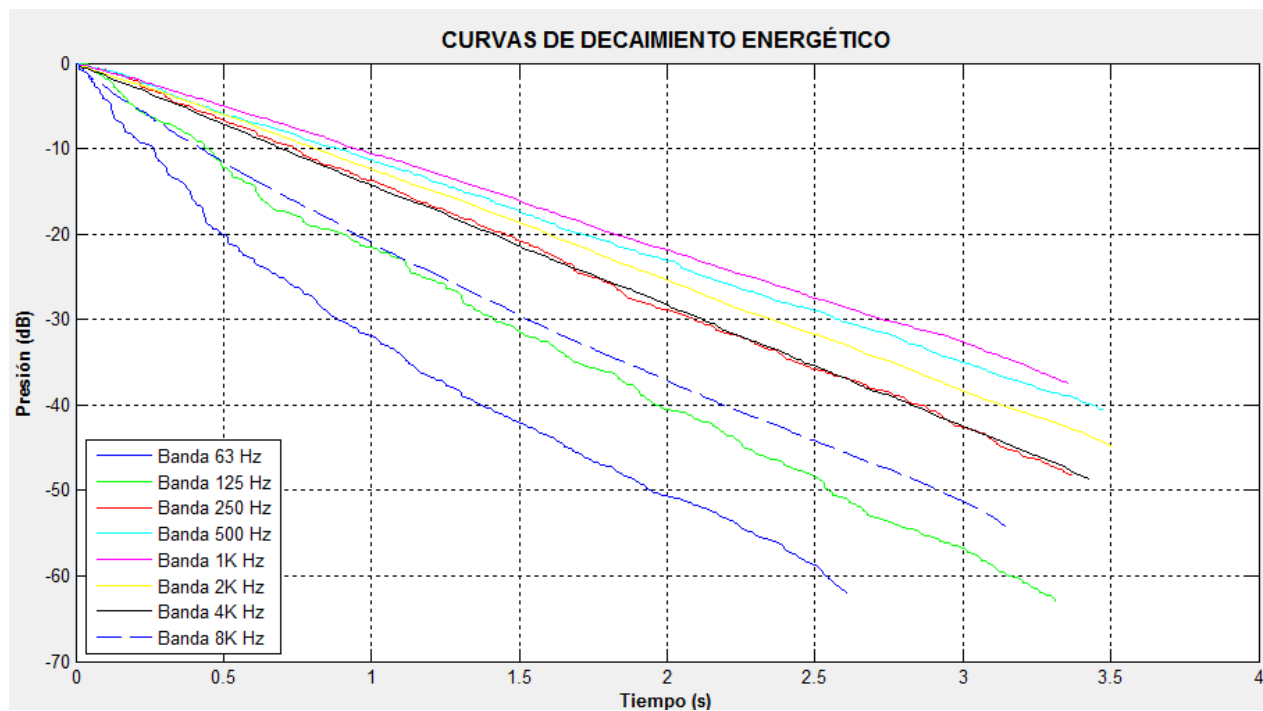


Imagen 44. Con truncamiento y con compensación

- Cálculos: Por último se encuentra la opción donde el usuario puede observar los valores de los parámetros. Este menú se encuentra en la parte inferior llamada *Cálculos*. Como se observa en la imagen que se encuentra a continuación el programa da la opción de analizar los tiempos de reverberación, los parámetros acústicos, laterales, binaurales y las magnitudes del escenario.

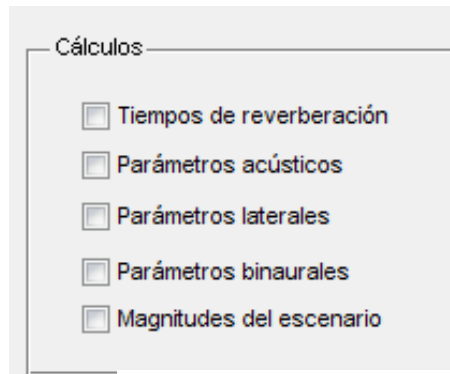


Imagen 45. Cálculos

Una vez seleccionada una de las opciones el programa abrirá una nueva ventana (*imagen 46*). En ella el usuario debe de elegir la respuesta al impulso que desea analizar y rellenar los datos necesarios para el cálculo de los parámetros, como la distancia a la que se encuentran el micrófono de la fuente y donde quiere el usuario que sean representados los datos (En una ventana nueva (*imagen 47*) o en una tabla Excel (*imagen 48*)).

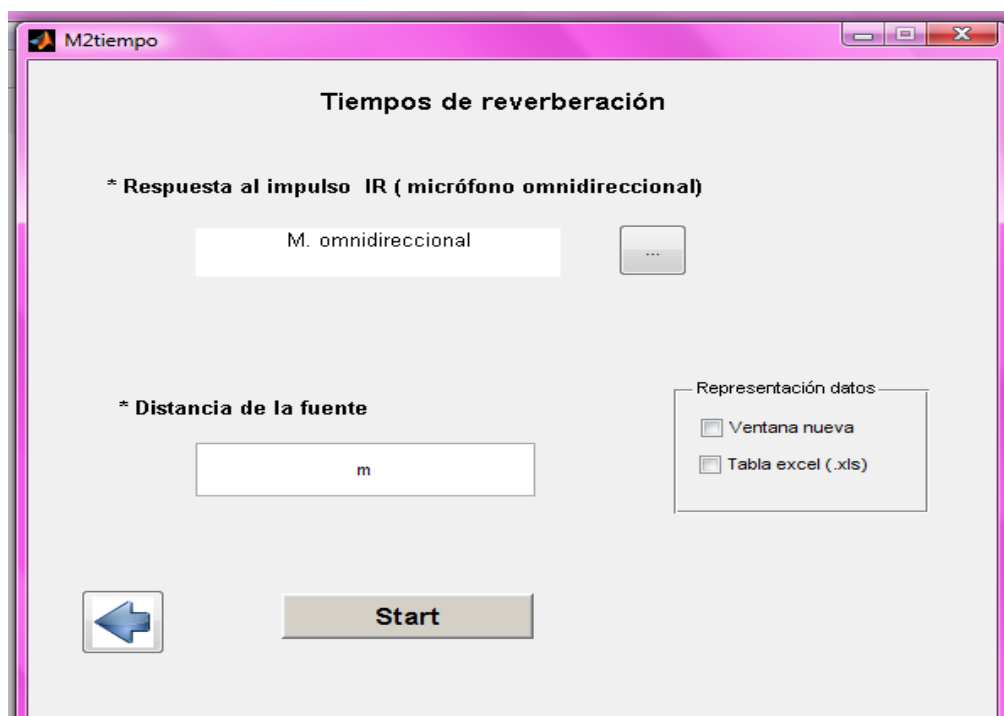
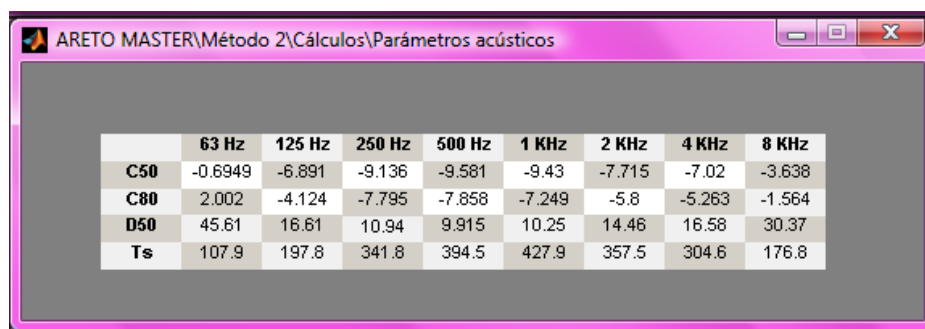
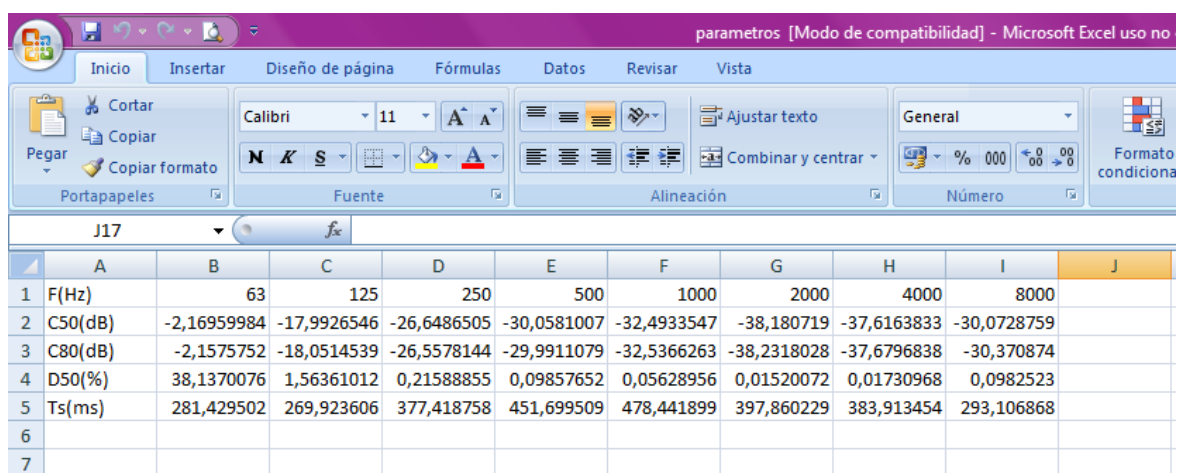


Imagen 46. Ventana cálculos



| | 63 Hz | 125 Hz | 250 Hz | 500 Hz | 1 KHz | 2 KHz | 4 KHz | 8 KHz |
|------------|---------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| C50 | -0.6949 | -6.891 | -9.136 | -9.581 | -9.43 | -7.715 | -7.02 | -3.638 |
| C80 | 2.002 | -4.124 | -7.795 | -7.858 | -7.249 | -5.8 | -5.263 | -1.564 |
| D50 | 45.61 | 16.61 | 10.94 | 9.915 | 10.25 | 14.46 | 16.58 | 30.37 |
| Ts | 107.9 | 197.8 | 341.8 | 394.5 | 427.9 | 357.5 | 304.6 | 176.8 |

Imagen 47. Resultados



| | A | B | C | D | E | F | G | H | I | J |
|-----------|---|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|---|
| 1 F(Hz) | | 63 | 125 | 250 | 500 | 1000 | 2000 | 4000 | 8000 | |
| 2 C50(dB) | | -2,16959984 | -17,9926546 | -26,6486505 | -30,0581007 | -32,4933547 | -38,180719 | -37,6163833 | -30,0728759 | |
| 3 C80(dB) | | -2,1575752 | -18,0514539 | -26,5578144 | -29,9911079 | -32,5366263 | -38,2318028 | -37,6796838 | -30,370874 | |
| 4 D50(%) | | 38,1370076 | 1,56361012 | 0,21588855 | 0,09857652 | 0,05628956 | 0,01520072 | 0,01730968 | 0,0982523 | |
| 5 Ts(ms) | | 281,429502 | 269,923606 | 377,418758 | 451,699509 | 478,441899 | 397,860229 | 383,913454 | 293,106868 | |
| 6 | | | | | | | | | | |
| 7 | | | | | | | | | | |

Imagen 48. Resultados excel

6. VALORACIÓN DEL SOFTWARE

En el siguiente apartado se realiza la valoración del proyecto realizado.

- **Análisis del ruido de fondo y calibración de micrófono**

En el apartado análisis de los resultados se ha visto como en ambos casos el ruido de fondo era captado y filtrado correctamente.

- **Señales de excitación**

Según se ha visto, los parámetros derivados de la IR son casi idénticos para las distintas señales de excitación, señales aleatorias, sweep lineales, sweep logarítmicos y sweep optimizados.

Entre todas las señales utilizadas la que peor SNR tiene para todas las bandas de frecuencia es la señal aleatoria. El sweep lineal también muestra poca SNR a bajas frecuencias.

El sweep optimizado en casos especiales, por ejemplo en los que hay mucho ruido de fondo, se pasa demasiado tiempo emitiendo en esas bandas, dejando las otras con poca SNR. En esos casos la señal que mejor funciona es el sweep logarítmico.

- **Proceso de obtención de la IR**

Como se ha dicho en el punto anterior los parámetros derivados de la IR son idénticos para las distintas señales de excitación, esto conlleva un buen proceso de obtención de la IR.

En el caso de las señales aleatorias se ve como el filtrado que se le hace a la señal antes de sacar la IR no consigue eliminar todo el ruido de fondo que tiene la señal. Esto hace que la SNR sea baja en todas las bandas de frecuencia.

No se ha conseguido que el programa calcule una buena respuesta impulsiva utilizando una señal MLS como señal de excitación.

- **Influencia del enventanado en intervalos de tiempo**

En el programa se definen dos tipos de enventanados temporales. Para uno de ellos el enventanado es anterior al filtrado, como dice la norma ISO 3382:2010, por lo que requiere una definición correcta de los intervalos temporales. Estos están definidos correctamente.

Para el otro tipo de enventanado el filtrado es anterior al enventanado. En este caso los resultados obtenidos no se asemejan tanto a los de WinMLS.

- **Influencia del tipo de filtrado utilizado**

En programa da la opción de elegir entre dos tipos de filtrado, filtrado por bandas de octava (ISO 3382:2010) y filtrado por tercios de bandas de octava.

En ambos casos los resultados obtenidos con el programa se asemejan a los obtenidos con WinMLS.

- **Parámetros derivados de la respuesta impulsiva**

En todos los casos se definen con exactitud todos los parámetros derivados de la respuesta impulsiva. Sin embargo, en algunos casos, los resultados obtenidos de la sonoridad (G) y la eficiencia lateral tardía (Lj) no se asemejan con los de WinMLS.

- **Agilidad del algoritmo**

El algoritmo que se ha desarrollado no requiere demasiado tiempo para la ejecución de todas sus funciones, por lo que es un algoritmo rápido.

- **Interfaz gráfica**

Se ha conseguido crear una interfaz gráfica ágil y atractiva visualmente.

7. PROPUESTA DE MEJORA

PROPUESTA DE MEJORA

- **Cálculo de la IR con señales MLS**

El programa ha causado problemas al calcular la respuesta al impulso utilizando señales MLS como señales de excitación, por ello una mejora del programa sería poder realizar un correcto cálculo de la IR con señales de excitación MLS.

- **Sweep optimizado**

Como se ha visto en el análisis de resultados este tipo de sweep presentan una baja SNR cuando hay bandas de frecuencia con mucho ruido en la sala.

Por ello se propone la mejora del sweep optimizado variando la duración de este y asegurando una SNR superior a 35 dB en todas las frecuencias.

- **Parámetros derivados de la IR**

Como se ha dicho en el apartado anterior los resultados obtenidos con el programa son casi idénticos a los obtenidos con WinMLS menos algunos casos de la sonoridad (G) y la energía lateral tardía (Lj). Los resultados de estos dos casos no se asemejan cuando la señal IR elegida ha sido calculada por el programa WinMLS. Así que se propone analizar por qué sucede esto y como solucionarlo.

- **Agilidad del software**

En general el software elaborado es rápido, pero en algunos puntos, por ejemplo en el cálculo de parámetros se podría intentar elaborar un software más ágil.

- **Auralizaciones**

Se propone la creación de sonido virtual mediante convolución con señales grabadas en cámara anecoica.

- **Interfaz gráfica más explicativa.**

Queda pendiente por realizar una interfaz gráfica más explicativa, la cual pueda ser utilizada por usuarios no expertos.

- **Ejecutable para la interfaz gráfica.**

Es conveniente realizar un ejecutable para la interfaz gráfica. Hecho esto el programa implementado podrá ser utilizado por cualquier usuario.

8. CONCLUSIONES

CONCLUSIONES

- Se ha desarrollado un software que analiza el ruido de fondo en la sala, mide la respuesta al impulso en acústica de salas con diferentes tipos de señales de excitación y calcula los parámetros acústicos que derivan de la IR con diferentes tipos de filtrado y momentos de inventariado.
- Se han Implementación de diferentes señales de excitación para el cálculo de la IR.
- Se ha detectado baja SNR para respuestas al impulso obtenidas con una señal de excitación aleatoria.
- Baja SNR a bajas frecuencias en respuestas al impulso obtenidas con un sweep lineal.
- La mejor SNR se ha conseguido con los sweep logarítmicos.
- Se ha detectado un problema con el sweep optimizado cuando el ruido de fondo de una banda es elevado, ya que las demás bandas no las recorre tiempo suficiente para obtener una buena SNR.
- Se ha detectado que al calcular la IR utilizando un sweep logarítmico hay casos en los que al comienzo de esta hay un pico. Este pico puede hacer que el programa de un punto de inicio de la IR erróneo.
- En la IR obtenida mediante señales aleatorias no se ha conseguido eliminar todo el ruido de fondo con el filtrado realizado.
- Comprobando los resultados de los parámetros acústicos ofrecidos por el programa implementado con los obtenidos con el software comercial se ha comprobado que solo se desvían más que el rango subjetivamente perceptible (jnd) los casos que se muestran a continuación.
 - Los resultados obtenidos a bajas frecuencias en los parámetros derivados de la respuesta impulsiva no se asemejan tanto a los obtenidos con WinMLS. Esto es debido al retardo significativo que introduce el filtro a bajas frecuencias y por la baja relación señal ruido habitualmente frecuente en este rango frecuencial.
 - En el caso de la sonoridad (G) y la energía lateral tardía (Lj) los resultados son iguales cuando la respuesta al impulso ha sido obtenida con Areto Master. Sin embargo, cuando la respuesta impulsiva es una obtenida con WinMLS los resultados no se asemejan tanto.
- Tras el análisis de los resultados, parece que WinMLS calcula los parámetros derivados de la IR realizando el inventariado antes que el filtrado por bandas de octava de la señal, como recomienda la ISO 3382:2010.

BIBLIOGRAFÍA

BIBLIOGRAFÍA

- 1 Müller S., Massarani, P., "Transfer-Function measurement with sweeps". Journal of the Audio Engineering Society 49 (6), 443-471, 2001.
- 2 UNE-EN ISO 3382-1, Medición de parámetros acústicos, Febrero 2010.
- 3 UNE-EN ISO 3382-2, Medición de parámetros acústicos en recintos, Diciembre 2008.
- 4 UNE-EN ISO 3382-2, Erratum V2, Medición de parámetros acústicos en recintos, Septiembre 2009.
- 5 "Uncertainties of measurements in Room Acoustics". A.Lundeby, T. E. Vigran. H. Bietz, M. Voländer. 344-355, 1995
- 6 WinMLS 2004, Reference Documentation.